

Rec'd PC 70 30 JUN 2005

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2000-278951

(43)Date of publication of application : 06.10.2000

(51)Int.Cl.

H02M 5/06

H01F 1/26

H01F 1/34

H01F 30/00

(21)Application number : 11-076906

(71)Applicant : ALPS ELECTRIC CO LTD

(22)Date of filing : 19.03.1999

(72)Inventor : YAMAZAWA KIYOTO

SATO TOSHIRO

HATAUCHI TAKASHI

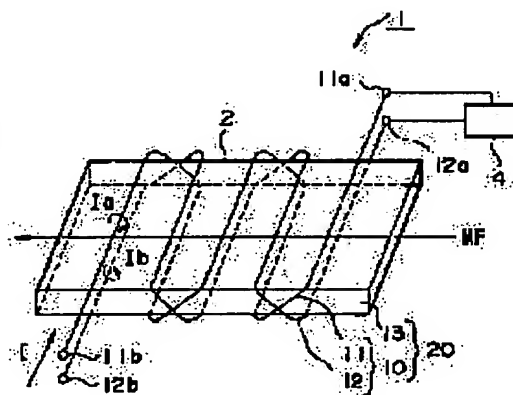
TAKAHASHI TOSHIO

(54) INVERTER CIRCUIT

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide an inverter circuit which is low in power loss and is high in conversion efficiency, and besides is capable of downsizing.

SOLUTION: An inverter circuit 1 is adopted, which possesses a transmission line type of transformer 2 equipped with a distributed constant circuit 20 having a transmission line 10 at least, and an LC circuit 3 provided on the input side of the transmission line type of transformer 2, and whose distributed constant circuit 20 makes the input impedance of the line transmission type of transformer 2 an input impedance value in the synchronized frequency of the distributed constant circuit 20 or over, when operated with frequency approximately equal to the synchronized frequency of the distributed constant circuit 20 or frequency lower than the synchronized frequency, and also whose LC circuit 3 boosts the input voltage of the transmission line type of transformer 2.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

*** NOTICES ***

JPO and NCIPi are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. **** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

CLAIMS

[Claim(s)]

[Claim 1] The inverter circuit characterized by being that to which it comes to provide the transmission-line mold transformer which comes to have the distributed constant circuit which has the transmission line at least, and LC circuit established in the input side of this transmission-line mold transformer, and said LC circuit carries out the pressure up of the input voltage of said transmission-line mold transformer.

[Claim 2] The transformer according to claim 1 characterized by being what carries out the input impedance of said transmission-line mold transformer beyond the input-impedance value in the tuning frequency of said distributed constant circuit when said distributed constant circuit is in the tuning frequency of this distributed constant circuit, abbreviation, etc. by carrying out and it is made to operate on a frequency lower than a frequency or said tuning frequency.

[Claim 3] Said transmission-line mold transformer is an inverter circuit according to claim 1 or 2 characterized by being the thing which comes to provide said transmission line and the core which has a dielectric and magnetism.

[Claim 4] Said core is an inverter circuit according to claim 3 characterized by being what consists of one sort chosen from the group of a Mn-Zn ferrite, a nickel-Zn ferrite, and a nickel-Cu ferrite, or two sorts or more.

[Claim 5] One sort or two sorts or more of elements T with which said core was chosen from the group of Fe, Co, and nickel Hf, Zr, W, Ti, V, Nb, Mo, Cr, Mg, Mn, aluminum, One sort or two sorts or more of elements M chosen from the group of Si, calcium, Sr, Ba, Cu, Ga, germanium, As, Se, Zn, Cd, In, Sn, Sb, Te, Pb, Bi, and rare earth elements The inverter circuit according to claim 3 to 4 characterized by being what serves as soft magnetism alloy powder containing one sort or two sorts or more of elements D chosen from the group of O, C, N, and B from synthetic resin.

[Claim 6] The inverter circuit according to claim 3 to 5 characterized by for the effective permeability μ in 100kHz of said core being 10-20000, and the effective dielectric constants ϵ being 10-5000.

[Translation done.]

[0006]

[Problem(s) to be Solved by the Invention] However, since an input impedance served as min in tuning frequency on a property, and the input current of a transformer would become very large if it is going to obtain output voltage required for actuation of loads, such as a cold cathode tube, the transmission-line mold transformer which consists of an above-mentioned transformer had the technical problem that the conversion efficiency of power fell while the transmission-line mold transformer itself generated heat and the power loss of an inverter circuit became large.

[0007] This invention is made in order to solve the above-mentioned technical problem, its conversion efficiency is high while its power loss is low, and it aims at offering collectively the inverter circuit which can be miniaturized.

[0008]

[Means for Solving the Problem] In order to attain the above-mentioned purpose, this invention adopted the following configurations. The inverter circuit of this invention is characterized by being that to which it comes to provide the transmission-line mold transformer which comes to have the distributed constant circuit which has the transmission line at least, and LC circuit established in the input side of this transmission-line mold transformer, and said LC circuit carries out the pressure up of the input voltage of said transmission-line mold transformer. When said distributed constant circuit is in the tuning frequency of this distributed constant circuit, abbreviation, etc. by carrying out and it is made to operate on a frequency lower than a frequency or said tuning frequency more preferably, it is good in it being what carries out the input impedance of said transmission-line mold transformer beyond the input-impedance value in the tuning frequency of said distributed constant circuit.

[0009] In this inverter circuit, by making the clock frequency lower than the tuning frequency of a distributed constant circuit, and making high the input impedance of a transmission-line mold transformer, the input current of a transmission-line mold transformer becomes small, and generation of heat of the transformer itself is suppressed and it becomes possible to make power loss of an inverter circuit small. Moreover, although the electrical-potential-difference gain (pressure-up ratio) of the transformer itself will fall while the input impedance of a transformer becomes high if clock frequency of an inverter circuit is made lower than the tuning frequency of a distributed constant circuit, by carrying out the pressure up of the input voltage of a transmission-line mold transformer by LC circuit, the fall of electrical-potential-difference gain is compensated, the fall of the output voltage of an inverter circuit is prevented, and it becomes possible to make conversion efficiency of the power of an inverter circuit high. Moreover, when said LC circuit chooses an inductance and capacitance as the optimal value respectively, the pressure-up ratio more than the aforementioned electrical-potential-difference gain fall part is obtained.

[0010] Furthermore, the inverter circuit of this invention is an inverter circuit of a publication previously, and said transmission-line mold transformer is characterized by being the thing which comes to provide said transmission line and the core which has a dielectric and magnetism. In the transmission-line mold transformer with which this inverter circuit was equipped, since the transmission line and a core constitute the distributed constant circuit, and the transmission-line length of this transformer can be shortened so that the dielectric constant and permeability of a core are large, the configuration of a core becomes small and it becomes possible to miniaturize the transformer itself and to attain the miniaturization of an inverter circuit.

[0011] Furthermore, the inverter circuit of this invention is an inverter circuit of a publication previously, and is characterized by being what said core becomes from one sort chosen from the group of a Mn-Zn ferrite, a nickel-Zn ferrite, and a nickel-Cu ferrite, or two sorts or more again. In this inverter circuit, the configuration of the core of a transmission-line mold transformer becomes small, and the miniaturization of an inverter circuit is attained.

[0012] Moreover, one sort or two sorts or more of elements T with which said core was chosen from the group of Fe, Co, and nickel Hf, Zr, W, Ti, V, Nb, Mo, Cr, Mg, Mn, aluminum, One sort or two sorts or more of elements M chosen from the group of Si, calcium, Sr, Ba, Cu, Ga, germanium, As, Se, Zn, Cd, In, Sn, Sb, Te, Pb, Bi, and rare earth elements It is characterized by being what serves as soft magnetism alloy powder containing one sort or two sorts or more of elements D chosen from the group of O, C, N, and B from synthetic resin. According to this inverter circuit, the permeability and dielectric constant of a core can be enlarged, transmission-line length is shortened, the configuration of a core becomes [the wavelength compaction effectiveness becomes enough,] small, and it becomes possible to miniaturize the transformer itself and to

attain the miniaturization of an inverter circuit.

[0013] Furthermore, the inverter circuit of this invention is an inverter circuit of a publication previously, and the effective permeability μ in 100kHz of said core is 10-20000, and it is characterized by the effective dielectric constants ϵ being 10-5000. According to this inverter circuit, the permeability and dielectric constant of a core can be enlarged, transmission-line length is shortened, the configuration of a core becomes [the wavelength compaction effectiveness becomes enough,] small, and it becomes possible to miniaturize the transformer itself and to attain the miniaturization of an inverter circuit.

[0014]

[Embodiment of the Invention] Hereafter, the gestalt of operation of this invention is explained with reference to a drawing. The inverter circuit which is the 1st operation gestalt of this invention is shown in drawing 1. This inverter circuit 1 consists of LC circuits 3 established in the input side of the transmission-line mold transformer 2 and this transmission-line mold transformer 2. Moreover, the load 4 is connected to the output side of the transmission-line mold transformer 2. Furthermore, AC power supply 5 is connected to the LC circuit 3.

[0015] The transmission-line mold transformer 2 is constituted considering the electrical-potential-difference transducer 20 which consists of the core section 13 and the transmission line 10 as a subject, as shown in drawing 2 and drawing 3. An insulating layer 16 is formed in both sides of a core 14 to which the core section 13 has a dielectric and magnetism as shown in drawing 3 through the 1st glue line 15, and it comes to form the second glue line 17 on this insulating layer 16 further. Using what consists of one sort chosen from the group of a Mn-Zn ferrite, a nickel-Zn ferrite, and a nickel-Cu ferrite or two sorts or more as an ingredient which makes a core 14 can shorten the dimension of a core 14, and it is desirable at the point which can miniaturize a transformer.

[0016] As for the core section 13, it is desirable that the effective permeability μ in 100kHz is 10-20000, and it is [the core section 13] desirable that the effective dielectric constants ϵ are 10-5000. Since the wavelength compaction effectiveness becomes so large that the effective permeability μ and the effective dielectric constant ϵ are large, it can miniaturize the transmission-line mold transformer 2. However, since the input impedance (intrinsic impedance) in the resonance frequency of the transmission line 10 will become low if the effective dielectric constant ϵ becomes large although it becomes so high that the effective permeability μ is large, the optimal range exists in μ and ϵ . Therefore, in this invention, in order to enlarge the wavelength compaction effectiveness and to make an intrinsic impedance into a predetermined value, as for μ and ϵ , it is desirable that it is the above-mentioned range.

[0017] Polyimide etc. is used as an ingredient which makes an insulating layer 16. The transmission line 10 consists of line conductors 11 and 12 of a pair, and the line conductors 11 and 12 of these pairs are wound so that the winding direction may become opposite mutually, while being spirally wound around the perimeter of the core section 13, respectively. Moreover, each line conductors 11 and 12 make the direction of the current which flows to the conductor in one field side of the core section 13, and the conductor in the field side of another side reverse (the direction of a current is reverse on the front reverse side of the core section), and have structure which suits magnetic flux in slight strength. In this transmission-line mold transformer 2, in the core section 13, one line conductor 11 and the line conductor 12 of another side are formed for magnetic flux so that the direction of an arrow head MF may be turned to. The sense of the arrow head shown with Signs Ia and Ib is the direction of the magnetic flux generated according to the current which flows to each line conductors 11 and 12 among drawing. Thus, the electrical-potential-difference transducer 20 is constituted by the transmission line 10 and the core section 13, and this electrical-potential-difference transducer 20 is constituted so that it may operate as a distributed constant circuit.

[0018] Band-like can be processed and the thing which winds a common covering copper wire, for example as an approach of forming the transmission line 10 in the perimeter of the core section 13, which forms a conductor by plating or the spatter on an insulating layer 16 and in which a glue line 15, an insulating layer 16, the 2nd glue line 17, and the transmission line 10 were formed by one can be formed by the approach of arranging in a predetermined configuration to both sides of a core 14.

[0019] The load 4 is connected to the terminals 11a and 12a of the output side (receiving end side) of each line conductors 11 and 12, and the LC circuit 3 is connected to the terminals 11b and 12b of an input side (sending end side). The track length D of each line conductors 11 and 12 (transmission line 10) is the point that

impedance conversion and electrical-potential-difference conversion can be performed, when the load 4 of an impedance with bigger it being almost equal to the quarter-wave length of the frequency of predetermined alternating voltage than the input impedance (intrinsic impedance) in the resonance frequency of the above-mentioned distributed constant circuit is connected, and it is desirable.

[0020] The intrinsic impedance of the distributed constant circuit which consists of an electrical-potential-difference transducer 20 is desirable at the point that the electrical potential difference to which considering as a different value from the impedance of a load 4 differs from input voltage to the both ends of a load 4 for the scale factor according to a ratio with the impedance of the proper of the electrical-potential-difference transducer 20 (distributed constant circuit) is added. Furthermore, as for the intrinsic impedance of the distributed constant circuit which consists of an electrical-potential-difference transducer 20, it is more desirable to consider as a bigger value than the impedance of a load 4 at the point that an electrical potential difference higher than input voltage joins the both ends of a load for the scale factor according to a ratio with the impedance of the proper of the electrical-potential-difference transducer 20.

[0021] To AC power supply 5 and the electrical-potential-difference transducer 20, Inductor L is connected to a serial, it comes to connect Capacitor C with juxtaposition, and the LC circuit 3 is connected to the terminals 11b and 12b of the input side of the transmission-line mold transformer 2.

[0022] The property of this transmission-line mold transformer 2 is shown in drawing 4. This property Fig. is obtained using the circuit which connects AC power supply to the input terminal 11b [of the transmission-line mold transformer 2], and 12b side, and comes to connect a load with the output terminal 11a and 12a side. In addition, what has a larger impedance than the intrinsic impedance of a distributed constant circuit was used for the load 4. The frequency of the power impressed to the transmission-line mold transformer 2 is shown on the axis of abscissa of drawing, and the impedance (input impedance Z_{in}) and the electrical-potential-difference gain G (pressure-up ratio) which were seen from the input side of the transmission-line mold transformer 2 are shown on an axis of ordinate.

[0023] The distributed constant circuit of this transmission-line mold transformer 2 fluctuates sharply an input impedance Z_{in} and the electrical-potential-difference gain G with the frequency f at the time of making it operate, an input impedance Z_{in} serves as min especially at the time of a frequency f_0 , and the electrical-potential-difference gain G serves as max so that clearly from drawing 4. The quarter-wave length of this frequency f_0 becomes almost equal to the transmission-line length D of a distributed constant circuit, therefore a frequency f_0 turns into tuning frequency of this distributed constant circuit.

[0024] By the way, in a frequency f_0 , since an input impedance Z_{in} serves as min, a high current will flow to the input side of the transmission-line mold transformer 2, the transmission line 10 generates heat, and we are anxious about decline in power loss or conversion efficiency. Then, since an input impedance Z_{in} will rise from Z_0 to Z_1 so that clearly from drawing 4 if the clock frequency of the transmission-line mold transformer 2 is reduced to f_1 from f_0 , it becomes possible to make small the input current of the transmission-line mold transformer 2, generation of heat of the transmission-line mold transformer 2 is suppressed, and power loss can be prevented. On the other hand, when clock frequency is fallen to f_1 from f_0 , the electrical-potential-difference gain G will fall to G_1 from G_0 , and the pressure-up ratio of the transmission-line mold transformer 2 will fall so that clearly from drawing 4. So, in this invention, the LC circuit 3 is established in the input side of the transmission-line mold transformer 2, by carrying out the pressure up of the input voltage of the transmission-line mold transformer 2 beforehand by this LC circuit 3, the fall of the electrical-potential-difference gain G by the fall of clock frequency can be compensated, the fall of the electrical-potential-difference gain G can be prevented as the inverter circuit 1 whole, and transmission efficiency of power can be made high.

[0025] Moreover, since change of an input impedance Z_{in} is comparatively (Z_0/Z_1) small, the rate (G_1/G_0) of the change of the electrical-potential-difference gain G when falling to f_1 from f_0 clock frequency, so that clearly from drawing 4 Rather than the fall of the electrical-potential-difference gain G, the effectiveness of the input current control by the rise of an input impedance Z_{in} becomes large, while power loss is prevented in an inverter circuit 1, there is no fall of electrical-potential-difference gain, and the effectiveness that decline in conversion efficiency can be prevented can be acquired.

[0026] Here, the vasopressor action by the LC circuit 3 is explained. First, as shown in drawing 5, the case where Inductor L is connected to a serial is considered to the input side of the transmission-line mold transformer 2. In the frequency f_1 lower than tuning frequency f_0 , since the input impedance Z_{in} is capacitive,

the transmission-line mold transformer 2 can consider that the transmission-line mold transformer 2 is capacitor C', and can consider that the circuit shown in drawing 5 is LC circuit which consists of an inductor L and capacitor C'. In addition, the electrical potential difference of the both ends of the input side (capacitor C') of Vin1 and the transmission-line mold transformer 2 is set to Vin2 for the input voltage of the circuit shown in drawing 5.

[0027] The capacitive reactance of ωL and capacitor C' of the inductive reactance of the inductor L in this LC circuit is $1/\omega C'$. Here, the case where the following type (1) is filled is considered. In addition, ω is $\omega = 2\pi f$ and f shows clock frequency.

$$1/\omega C' > \omega L \quad \dots (1)$$

Moreover, the current IL which flows to Inductor L is expressed with the following type (2).

$$I_L = V_{in1} / (1/\omega C') = \omega C' V_{in1} \quad \dots (2)$$

Therefore, the electrical potential difference VL concerning the both ends of Inductor L is expressed with the following formula (3).

$1/\omega C' [\text{of } V_L = I_L \cdot \omega L = \omega C' V_{in1}] L = \omega^2 L C' V_{in1} \quad \dots (3)$ Therefore, the electrical potential difference Vin2 of the both ends of the input side (capacitor C') of the transmission-line mold transformer 2 is expressed with the following type (4).

$$V_{in2} = V_{in1} - V_L = V_{in1} + \omega^2 L C' V_{in1} \quad \dots (4)$$

Therefore, it means that, as for the electrical potential difference Vin2 of the both ends of the input side (capacitor C') of the transmission-line mold transformer 2, the pressure up only of $\omega^2 L C' V_{in1}$ was carried out to the input voltage Vin1 of a circuit.

[0028] However, the transmission-line mold transformer 2 is $V_{in1} > V_{in2}$, when the circuit shown in drawing 5 operates with tuning frequency f0, since it becomes pure resistance in tuning frequency f0. It becomes and stops showing a vasopressor action. Then, if Capacitor C is added so that it may become parallel to the input side of the transmission-line mold transformer 2 as shown in drawing 6, even if it makes it operate with tuning frequency f0, it will become possible to carry out the pressure up of the input voltage Vin2 of a transformer. Here, in order to operate LC circuit shown in drawing 6 less than [tuning frequency f0], to choose L and C is needed so that the following formula (5) may be filled.

$$1/\omega(C'+C) > \omega L \quad \dots (5)$$

Moreover, the current IL which flows to Inductor L is expressed with the following type (6).

$$I_L = V_{in1} / (1/\omega(C'+C)) = \omega(C'+C) V_{in1} \quad \dots (6)$$

Therefore, the electrical potential difference VL concerning the both ends of Inductor L is expressed with the following formula (7).

$$V_L = I_L \cdot \omega L = \omega(C'+C) V_{in1} \cdot \omega L = \omega^2 L(C'+C) V_{in1} \quad \dots (7)$$

Therefore, the electrical potential difference Vin2 of the both ends of the input side of the transmission-line mold transformer 2 is expressed with the following type (8).

$$V_{in2} = V_{in1} - V_L = V_{in1} + \omega^2 L(C'+C) V_{in1} \quad \dots (8)$$

Therefore, when the circuit shown in drawing 6 is constituted, it means that, as for the electrical potential difference Vin2 of the both ends of the input side of the transmission-line mold transformer 2, the pressure up only of $\omega^2 L(C'+C) V_{in1}$ was carried out to the input voltage Vin1 of a circuit. Thus, it becomes possible by establishing the LC circuit 3 in the input side of the transmission-line mold transformer 2 to carry out the pressure up of the input voltage Vin2 of a transformer.

[0029] Next, it explains in more detail about actuation of the transmission-line mold transformer 2. In the above-mentioned transmission-line mold transformer 2, the distributed constant circuit as shown in the core 14 which has a dielectric and magnetism, and drawing 7 which consists of the transmission line 10 is constituted. The input impedance as which the output voltage of a transformer 2 and Iin2 looked at the input voltage of a transformer 2 and Vout, and the input current of a transformer 2 and Iout looked at the output current of a transformer 2 and Zin from the input side, the load impedance of the load 4 with which Zout was seen from the output side, the intrinsic impedance of the distributed constant circuit where ZS consists of the transmission line 10 and a core 14, and D of a sign Vin2 are the track length of the transmission line 10 among drawing 7. The distributed constant circuit shown in drawing 4 is expressed with the following formula (9). In addition, the inside beta of formula (9) is the propagation constant ($\beta = 2\pi f/v = 2\pi/\lambda$... (9-a) formula) of the transmission line 10. (9-a) v in a formula is velocity of propagation ($=f\lambda$), and λ is propagation

wavelength.

[0030]

[Equation 1]

$$\begin{pmatrix} V_{in2} \\ I_{in2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \beta D & j Z_s \sin \beta D \\ j \frac{1}{Z_s} \sin \beta D & \cos \beta D \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{out} \\ I_{out} \end{pmatrix} \dots \text{式(9)}$$

[0031] In this operation gestalt, if each track length D of the transmission line 10 is made into $\lambda/4$ of predetermined frequencies, it will be set to $\beta L = (2\pi/\lambda) \times (\lambda/4) = \pi/2$. Therefore, a formula (9) can be expressed with the following type (10).

[0032]

[Equation 2]

$$\begin{pmatrix} V_{in2} \\ I_{in2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & j Z_s \\ j \frac{1}{Z_s} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{out} \\ I_{out} \end{pmatrix} \dots \text{式(10)}$$

[0033] If it asks for the input impedance Z_{in} which transformed the above-mentioned formula (10) and was seen from the input side $Z_{in} = V_{in2}/I_{in2} = (jZ_s I_{out})/(j/Z_s)(-V_{out}) \dots (11)$

Since it is $V_{out} = Z_{out} I_{out}$ here $Z_{in2} = Z_s/(Z_{out}/Z_s) = Z_s^2/Z_{out} \dots (12)$

It is shown that this has the impedance of a load visible to 25 ohms if it is seen from an input side when the load which has the impedance of 100 ohms is connected to the terminal of the output side of the track whose intrinsic impedance Z_s is 50 ohms when it is propagation wavelength / 4 = track length D, and from an input side, load impedance Z_{out} connected to ** output side is changed into Z_{in} , and is visible. Therefore, impedance conversion will be carried out.

$$\left. \begin{aligned} V_{1,2} &= j Z_s \cdot I_{1,1} \\ I_{1,2} &= (j / Z_s) \cdot V_{1,1} \end{aligned} \right\} \dots (13)$$

[0034] Moreover, it is from the above-mentioned formula (10).

The input voltage V_{in2} of the ** transformer 2 is proportional to the output current I_{out} , and the above thing shows that an input current I_{in2} is proportional to output voltage V_{out} . When each track length D is propagation wavelength / 4, the relation of ** is realized in the above-mentioned ** list, and electrical-potential-difference conversion is performed in it. Thus, since the electrical-potential-difference gain G of the transmission-line mold transformer 2 (pressure-up ratio) is decided by the ratio of the intrinsic impedance Z_s of a distributed constant circuit, and load impedance Z_{out} of a load 4, this transmission-line mold transformer 2 is suitable at the impedance characteristic of a load 4 like the cold cathode tube with which resistance falls at the time of high resistance and lighting at the time of starting which needs the high voltage.

[0035] Next, it explains in more detail about the vasopressor action of this transmission-line mold transformer 2. Drawing 8 is a graph for explaining the vasopressor action of the transmission line 10 of the transmission-line mold transformer 2. In the graph of drawing 8, the axis of abscissa expresses the ratio of load impedance Z_{out} and an intrinsic impedance Z_s . Here, suppose that the input voltage V_{in2} of a transformer 2 is a constant voltage. When load impedance Z_{out} is equal to an intrinsic impedance Z_s ($Z_{out}/Z_s=1$), the distributed constant circuit is in the adjustment condition, and a thing with the equal electrical potential difference of an input side and an output side is clear as shown at the A point in drawing. When the load which becomes $Z_{out} > Z_s$ is connected ($Z_{out}/Z_s > 1$), it is set to $Z_{in2} < Z_s$ from the above-mentioned formula (12), and an input current I_{in2} increases. Moreover, the above-mentioned formula (13) to output voltage V_{out} Since it is proportional to input voltage I_{in2} , similarly it increases as shown at the B point in drawing. In the field of $Z_{out} > Z_s$, V_{out} is large from V_{in2} and the pressure up will be carried out. Therefore, if the track length D connects the bigger load 4 than the intrinsic impedance Z_s of a distributed constant circuit as a load of the track of the quarter-wave length of clock frequency, the output voltage V_{out} higher than input voltage V_{in2} will join the both ends of the load 4 for the scale factor according to a ratio with an intrinsic impedance Z_s .

[0036] Next, in this transmission-line mold transformer 2, wavelength can be shortened and by using the above-mentioned core 14 explains the reason which can miniaturize the transmission-line mold transformer 2. The wavelength in free space is expressed with the following formula (14).

$$\lambda = v/f \dots (14)$$

If the dielectric constant and permeability of the part which the electric field of the electrical-potential-difference transducer 20 generate are large, the velocity of propagation v of a progressive wave will become slow. This velocity of propagation v is shown by the following type (15).

$$v[\text{m/s}] = 3 \times 10^8 (\epsilon_r / \mu_r)^{-1/2} \dots (15)$$

Therefore, the wavelength in that case is shown by the following formula (16).

$$\lambda = (v/f) (\epsilon_r / \mu_r)^{-1/2} \dots (16)$$

When wavelength compaction arises according to the value of a dielectric constant and permeability so that clearly from the above-mentioned (16) formula, namely, wavelength will also be short according to this if a dielectric constant and permeability become large, and a dielectric constant and permeability therefore constitute a core 14 from a large ingredient, wavelength can be shortened, a core dimension can also be shortened and the miniaturization of the transmission-line mold transformer 2 is possible.

[0037] In the above-mentioned transmission-line mold transformer 2, as an ingredient which makes a core 14 One sort or two sorts or more of elements T and Hf chosen from the group of Fe, Co, and nickel, Zr, W, Ti, V, Nb, Mo, Cr, Mg, Mn, aluminum, Si, One sort or two sorts or more of elements M chosen from the group of calcium, Sr, Ba, Cu, Ga, germanium, As, Se, Zn, Cd, In, Sn, Sb, Te, Pb, Bi, and rare earth elements It is desirable at the point that using what serves as soft magnetism alloy powder containing one sort or two sorts or more of elements D chosen from the group of O, C, N, and B from synthetic resin can enlarge the permeability and dielectric constant of a core 14, and the wavelength compaction effectiveness can miniaturize a next door and a transformer 2 enough.

[0038] As the above-mentioned soft magnetism alloy powder, what is shown with the following empirical formulas is used suitably, for example.

TaMbDc (T expresses one sort or two sorts or more of elements chosen from the group of Fe, Co, and nickel among the above-mentioned empirical formula) M expresses one sort or two sorts or more of elements chosen from the group of Hf, Zr, W, Ti, V, Nb, Mo, Cr, Mg, Mn, aluminum, Si, calcium, Sr, Ba, Cu, Ga, germanium, As, Se, Zn, Cd, In, Sn, Sb, Te, Pb, Bi, and rare earth elements. D expresses one sort or two sorts or more of elements chosen from the group of O, C, N, and B. Moreover, among an empirical formula, a, b, and c which show a presentation ratio are atomic %, and satisfy $40 \leq a < 87$, $0 < b \leq 20$, and the relation it is unrelated $0 < c \leq 50$.

[0039] As the above-mentioned synthetic resin, an ingredient (namely, the large ingredient of Q Q 400 or more things) with small dielectric loss is used, for example, polypropylene, polyethylene, polystyrene, paraffin, polytetrafluoroethylene, a polycarbonate, silicone resin, etc. are mentioned.

[0040] The core 4 which consists of above soft magnetism alloy powder and synthetic resin is the following, and can be made and manufactured. First, weighing capacity of each raw material is carried out so that it may become the presentation of the soft magnetism alloy powder in which an empirical formula is shown by TaMbDc. As for a raw material here, the powder of T and the powder of M are used. As powder of T, the powder chosen from from among the simple substance of at least a kind of element chosen from the group of Fe, Co, and nickel, an oxide, carbide, the carbonate, the nitrogen ghost, and the boride is used. As powder of M Hf, Zr, W, Ti, V, Nb, Mo, Cr, Mg, Mn, aluminum, Si, calcium, Sr, Ba, Cu, Ga, germanium, As, Se, Zn, Cd, In, Sn, Sb, Te, Pb, Bi, the simple substance of at least one sort of elements chosen from the group of rare earth elements, an oxide, carbide, a carbonate, The powder chosen from from among the nitrogen ghost and the boride is used. At least one sort of elements chosen from the group of lanthanoids, such as Sc and Y belonging to 3A group of a periodic table, or La, Ce, Pr, Nd, Pm, Sm, Eu, Gd, Td, Dy, Ho, Er, Tm, Yb, Lu, as the above-mentioned rare earth elements or those mixture are mentioned. The thing 2 micrometers or less of particle size is [particle size / the powder of 100 micrometers or less and M] under the present circumstances, desirable [the powder of T].

[0041] Subsequently, when adding O, C, and N among D, the powder of above-mentioned T and the powder of M are enclosed with a pot and the stainless steel ball of this quality of the material into the pot made from stainless steel, and the gas of D chosen from from among the simple substance gas of at least a kind of element

chosen from the group of O, C, and N, oxide gas, and carbide gas is made full. And the soft magnetism alloy powder in which an empirical formula is shown by TaM_bD_c is obtained by predetermined time and the mechanical alloying ground and stirred using a high energy mold planet type ball mill. As for the time amount of mechanical alloying, considering as 2 hours or more is desirable at bcc structure, fcc structure, or the point that can fully perform detailed-ization of the crystal of T with which these were intermingled. The soft magnetism alloy powder obtained here serves as floc whose mean particle diameter which has structure which was surrounded with the amorphous phase in which the microcrystal phase of T of the bcc structure of several nm - 10nm order of numbers of the diameter of average crystal grain contains M and D so much is about 1-2 micrometers. Since the microcrystal of T with which outstanding soft magnetic characteristics were shown, and bcc structure, fcc structure, or these were intermingled since the bcc structure which constitutes floc, fcc structure, or the mean particle diameter of the microcrystal of T with which these were intermingled was detailed is enclosed by the amorphous phase of high resistance, this soft magnetism alloy powder has the description that eddy current loss can be pressed down small.

[0042] Next, after distributing the obtained soft magnetism alloy powder in the synthetic-resin liquid which uses an organic solvent as a solvent and obtaining a slurry, it kneads until it keeps repeating this slurry on 3 rolls and this slurry becomes powder-like, and a kneading object is obtained. A xylene, toluene, benzene, etc. are mentioned as an organic solvent in which this synthetic resin is dissolved. Although the addition rate of the soft magnetism alloy powder to synthetic resin can be suitably changed by the magnetism and dielectric of a core which are made into the purpose, it is desirable to add so that it may become about 50-80vol% at a volume rate in a slurry. There is a possibility that un-arranging [that permeability becomes it low that the volume rate of soft magnetism alloy powder is less than / 50vol%] may arise, and on the other hand, when 80vol% is exceeded, there is a possibility that un-arranging [that fabricating with injection molding etc. becomes difficult] may arise.

[0043] Before distributing and kneading the above-mentioned soft magnetism alloy powder in synthetic-resin liquid, it is desirable to heat-treat in the ambient atmosphere chosen from from among air, oxygen, nitrogen, and a steam or these mixed ambient atmospheres. 25 degrees C - about 300 degrees C and heating time have [whenever / here stoving temperature] 0.5 hours - about 48 desirable hours. If it does in this way, since the insulating layer which consists of an oxide will be formed in the front face of the above-mentioned soft magnetism alloy powder, the specific resistance of soft magnetism alloy powder can go up, and the dielectric constant in a RF can be made lower. In addition, an insulating layer here may be formed not only using an oxide film but using other insulator layers.

[0044] Subsequently, after evaporating an organic solvent by putting the above-mentioned kneading object into an oven etc., and heating it, it fabricates in a desired configuration using a press-forming machine, an injection molding machine, equipment for launching, etc., and a Plastic solid is produced. Then, the core 14 which has the magnetism which targets this Plastic solid by heating about 150-400 degrees C for about 1 hour, and a dielectric is obtained. Moreover, the core 14 which consists of soft magnetism alloy powder and synthetic resin It replaces with grinding and stirring in the gas ambient atmosphere of D after mixing the powder of T, and the powder of M. The powder of T, It grinds in the gas ambient atmosphere of D chosen from from among [after mixing the powder of M, and the powder of D] an inert gas ambient atmosphere, or among the simple substance gas of at least a kind of element chosen from the group of O, C, and N, oxide gas, and carbide gas. It can also manufacture like the example of manufacture described previously except stirring. as powder of Above D, it was chosen out of from among carbon and B -- a kind or mixture is used at least. Moreover, in this example, when it is carried out under the gas ambient atmosphere of D, inert gas ambient atmospheres, such as Ar gas, or the mixed-gas ambient atmosphere of the gas of Above D, and inert gas, such as Ar gas, and performs grinding of the powder of Above T, the powder of M, and the powder of D, and stirring under the above-mentioned mixed-gas ambient atmosphere, the oxygen in an ingredient, carbon, and nitrogen volume can be adjusted.

[0045] Moreover, the core 14 which consists of soft magnetism alloy powder and synthetic resin can also be manufactured like the example of manufacture described previously except using the grinding object powder of the T-M alloy thin band which replaced with the powder of T, and the powder of M and was obtained by the melt quenching method. Moreover, the core 14 which consists of soft magnetism alloy powder and synthetic resin can also be manufactured like the example of manufacture described previously except using the grinding

object powder of the T-M alloy thin band which was obtained by the melt quenching method in addition to the powder of T, the powder of M, the powder of D, and/or the gas of D.

[0046] Next, the 2nd operation gestalt of this invention is explained. The inverter circuit of the 2nd operation gestalt is shown in drawing 9. The place where this inverter circuit 21 differs from the inverter circuit 1 shown in drawing 1 - drawing 3 is in the point that the configurations of a transmission-line mold transformer differ. that is, the transmission line 41 of a spiral mold pinches the transmission-line mold transformer 22 with which this inverter circuit 21 was equipped between the core 44 of the tabular pair which has a dielectric and magnetism, and 44 -- having -- the outside of the cores 44 and 44 of a pair -- touch-down -- it comes to form conductors 42 and 42. Cores 44 and 44 consist of the same ingredient as the core 14 of the transmission-line mold transformer 2 shown in drawing 2 and drawing 3 which were mentioned above. The electrical-potential-difference transducer 23 (distributed constant circuit) is constituted by this cores 44 and 44 and transmission line 41. touch-down -- conductors 42 and 42 are formed in each field of the opposite side of each abutting surface of the core half objects 44 and 44 of a pair, respectively. this touch-down -- although conductors 42 and 42 are the thin films prepared all over the field of the opposite side of each abutting surface of cores 44 and 44, they may not be restricted to a thin film but may be formed in a coiled form.

[0047] A load 4 is connected to terminal 41a of the output side of this transmission line 41, and the LC circuit 3 is connected to terminal 41b of an input side. moreover, one touch-down -- the load 4 is connected to the terminal of the output side of a conductor 42; and the LC circuit 3 is connected to the terminal of an input side. moreover, one touch-down -- the touch-down of a conductor 42 and another side -- in order that a conductor 42 may make potential the same -- the object for connection -- the conductor 43 connects electrically.

[0048] In addition to the effectiveness of an inverter circuit 1 shown in drawing 3, in the inverter circuit 21 of an above-mentioned configuration, the following effectiveness is acquired from drawing 1. That is, since the transmission-line mold transformer 22 comes to insert the transmission line 41 between the core 44 of a pair, and 44, it becomes possible to enlarge the inductance of the transmission line 41, electrostatic capacity can be made high, and conversion efficiency of an inverter circuit 21 can be made higher.

[0049] Next, the 3rd operation gestalt of this invention is explained. The inverter circuit of the 3rd operation gestalt is shown in drawing 10 and drawing 11. The place where this inverter circuit 30 differs from the inverter circuit 1 shown in drawing 1 - drawing 3 R> 3 is in the point that the configurations of a transmission-line mold transformer differ. that is, the transmission line 51 of a spiral mold pinches the transmission-line mold transformer 31 with which this inverter circuit 30 was equipped among the core half objects 54a and 54b of the pair which constitutes a core 54 -- having -- further -- the outside of the core half objects 54a and 54b of a pair - touch-down -- it comes to form conductors 52 and 52. A core 54 consists of the same ingredient as the core 14 of the transmission-line mold transformer 2 shown in drawing 2 and drawing 3 which were mentioned above. The electrical-potential-difference transducer 32 (distributed constant circuit) is constituted by this core 54 and transmission line 51. touch-down -- conductors 52 and 52 are formed in each field of the opposite side of each abutting surface of the core half objects 54a and 54b of a pair, respectively. this touch-down -- although conductors 52 and 52 are the thin films prepared through glue lines 101 and 102 all over the field of the opposite side of each abutting surface of the core half objects 54a and 54b, they may not be restricted to a thin film but may be formed in a coiled form.

[0050] Moreover, as shown in drawing 10 and drawing 11, central heights 54c is prepared in the center of 54f of abutting surfaces of core half object 54a, and the circumference heights 54e and 54e are formed in the part which is 54d of peripheries which are 54f of abutting surfaces. On 54f of abutting surfaces, the circumference heights 54e and 54e counter mutually, and are prepared. Moreover, core half object 54b is made tabular. And while central heights 54c of this core half object 54a and the circumference heights 54e and 54e are compared by core half object 54b and a core 54 is formed It is divided by the core half objects 54a and 54b of a pair, central heights 54c, and the circumference heights 54e and 54e, opening section 7a is formed in the interior of this core 54, and the magnetic-path formation section 7 is constituted by this opening section 7a. And the magnetic path which surrounds the magnetic-path formation section 7 by the core half objects 54a and 54b of these pairs, central heights 54c, and the circumference heights 54e and 54e is constituted.

[0051] Next, as shown in drawing 10 and drawing 11, the transmission line 51 consists of a conductor, is wound around the perimeter of central heights 54c, is estranged with core half object 54a, and is arranged in the magnetic-path formation section 7. Thus, the transmission line 51 is arranged in the magnetic-path formation

section 7, and is surrounded by the magnetic path.

[0052] Moreover, as shown in drawing 11, the laminating of the glue line 103 is carried out to core half object 54b, the laminating of the insulating layer 104 which turns into a part of this glue line 103 from polyimide etc. is carried out, the above-mentioned transmission line 51 is formed on this insulating layer 104, and the transmission line 51 and core half object 54b are insulated. Moreover, the laminating of the insulating layer 105 which consists of polyimide etc. through a glue line 106 is carried out to the transmission line 51.

[0053] Moreover, the load 4 is connected to terminal 51b of the output side of the transmission line 51, and the LC circuit 3 is connected to terminal 51a of an input side. moreover, one touch-down -- the load 4 is connected to the terminal of the output side of a conductor 52, and the LC circuit 3 is connected to the terminal of an input side. moreover, touch-down -- in order that a conductor 52 and 52 comrades may make potential the same -- the object for connection -- the conductor 53 connects electrically.

[0054] By this transmission-line mold transformer 31, the direction of the magnetic flux generated from the transmission line 51 which intervened between the above core half object 54a of a pair and 54b serves as sense of the arrow head shown with the signs Ia and Ib in drawing 11, when it is as the direction of the current which flows to the transmission line 51 having been shown in drawing 11. Therefore, the magnetic flux generated from the transmission line 51 will flow to the magnetic path from which the most is constituted by the core half objects 54a and 54b of a pair, central heights 54c, and the circumference heights 54e and 54e. And the passage magnetic-flux component which moves to core half object 54b from core half object 54a among the magnetic flux generated from the transmission line 51 concentrates on central heights 54c and the circumference heights 54e and 54e, a passage magnetic-flux component does not interlink to the transmission line 51, alternating current resistance decreases, and copper loss becomes small. Since the transmission line 51 is wound around the perimeter of central heights 54c and is especially arranged in the magnetic-path formation section 7, it becomes possible to centralize the generated magnetic flux on central heights 54c, and it becomes possible to decrease more the passage magnetic-flux component interlinked to the transmission line 51.

[0055] Therefore, in addition to the effectiveness of an inverter circuit 1 shown in drawing 3, in the inverter circuit 30 of an above-mentioned configuration, the following effectiveness is acquired from drawing 1. That is, since the transmission-line mold transformer 31 consists of an above-mentioned configuration, the passage magnetic-flux component interlinked to the transmission line 51 decreases, copper loss becomes small, the conversion efficiency of the transmission-line mold transformer 31 becomes high, and conversion efficiency of an inverter circuit 30 can be made higher.

[0056]

[Example] (Example 1 of an experiment) The input impedance Z_{in} of a transmission-line mold transformer and the frequency characteristics of the electrical-potential-difference gain G were investigated. The transmission-line mold transformer 31 of an inverter circuit 30 shown in drawing 10 and drawing 11 and the same transmission-line mold transformer were produced. Each core half object 54a which consists of a Mn-Zn ferrite of the transmission-line mold transformer produced here, Since the thickness of 54b is 0.5mm, the height of central heights 54c of 0.5mm and core half object 54a and circumference heights 54e the depth of the magnetic-path formation section 7 0.5mm, the thickness of the transmission line 51 of a spiral mold -- the width of face of 0.04mm and the transmission line 51 -- the pitch of 0.29mm and the transmission line 51 -- 0.24mm and touch-down -- the thickness of conductors 52 and 52 was 0.04mm. Moreover, the track length D of the transmission line 51 was 1.8m.

[0057] The electrical-potential-difference gain-phase property of a transmission-line mold transformer and input-impedance-phase property which were produced here were measured. The terminator linked to the terminal of the output side of a transformer was carried out to measurement here as 100kohm using impedance analyzer HP4194A (trade name; Hewlett-Packard Japan, Inc. make). The test-frequency range was set to 0.01 to 10MHz so that the point near the resonance could be taken finely. The carbon film resistor was used for the terminator. A measurement result is shown in drawing 12 and drawing 13.

[0058] The input impedance [in / in the frequency (tuning frequency) when aligning with $\lambda/4$ of these transmission-line mold transformers / 930kHz and tuning frequency] was 55 ohms, and electrical-potential-difference gain was 24dB so that clearly from drawing 12 and drawing 13. Next, the input impedances and electrical-potential-difference gain in 730kHz which is a frequency lower 200kHz than tuning frequency were 300 ohms and 11dB, respectively. Therefore, when clock frequency was set to 930 (tuning frequency) to

730kHz, the input impedance increased by 5.45 times and electrical-potential-difference gain decreased to 1/4.46. From this, since the change of an input impedance became large rather than change of electrical-potential-difference gain when the clock frequency of a transmission-line mold transformer was reduced from tuning frequency, the amount of currents of the input current of a transmission-line mold transformer could be decreased, and it became clear for generation of heat in the input side of a transmission-line mold transformer to have been controlled effectively.

[0059] (Example 2 of an experiment) The frequency characteristics of LC circuit of an inverter circuit were investigated. The inverter circuit 30 shown in drawing 10 and drawing 11 was produced. The transmission-line mold transformer with which this inverter circuit is equipped prepared what was used in the example 1 of an experiment, and the same thing. Moreover, in the frequency, the inductance of 10nF(s) and Inductor L experimented in the input voltage (Vin1) of LC circuit of an inverter circuit by 7V, and the capacity of 700-1100kHz and Capacitor C experimented in it by five kinds (0.2, 0.98, 2.1 and 2.9, and 3.6 microhenries). The frequency characteristics of the output voltage VinU2 from LC circuit of this inverter circuit, i.e., the input voltage of a transformer, were investigated. A result is shown in drawing 14.

[0060] As shown in drawing 14, in the frequency of 700-1100kHz, it turns out that the input voltage Vin2 of a transformer is higher than the input voltage Vin1 (7V) of an inverter circuit, and the pressure up is carried out by LC circuit. Especially, the input voltage Vin2 of a transformer shows the maximum in the frequency of 880kHz, and is so high that the inductance of Inductor L is large, input voltage with the inductance value of Inductor L high at 0.98 microhenries or more is obtained, and it turns out that especially 2.1 microhenries or more and the input voltage still more desirable and higher at 2.9 microhenries or more are obtained. The tuning frequency of the transmission-line mold transformer used for this experiment is 930kHz, and since the high pressure-up ratio is obtained in the frequency lower than the tuning frequency, this experimental result shows that LC circuit of the inverter circuit in this invention carries out a predetermined operation.

[0061]

[Effect of the Invention] As mentioned above, as explained to the detail, the inverter circuit of this invention can raise the input voltage of a transmission-line mold transformer by providing the transmission-line mold transformer which is equipped with a distributed constant circuit and becomes, and LC circuit established in the input side of this transmission-line mold transformer. In the inverter circuit of this invention furthermore, the distributed constant circuit of a transmission-line mold transformer When the tuning frequency of this distributed constant circuit, abbreviation, etc. are by carrying out and it is made to operate on a frequency lower than a frequency or said tuning frequency While carrying out the input impedance of said transmission-line mold transformer beyond the input-impedance value in the tuning frequency of said distributed constant circuit When said LC circuit carries out the pressure up of the input voltage of said transmission-line mold transformer and makes an input impedance high, the input current of a transmission-line mold transformer becomes small, generation of heat of the transformer itself is suppressed, and power loss of an inverter circuit can be made small. Moreover, while the input impedance of a transformer becomes high, the electrical-potential-difference gain (pressure-up ratio) of the transformer itself falls, but since the pressure up of the input voltage of a transmission-line mold transformer is carried out by LC circuit, the fall of electrical-potential-difference gain can be compensated, the fall of the output voltage of an inverter circuit can be prevented, and conversion efficiency of power can be made high.

[0062] Moreover, the transmission-line mold transformer of the inverter circuit of this invention comes to provide the core which has said transmission line, dielectric, and magnetism, and constitutes the distributed constant circuit with the transmission line and a core, since it will be shortened if the transmission-line length of this transformer has high dielectric constant and permeability of a core, the configuration of a core becomes small, the transformer itself is miniaturized, and it can attain the miniaturization of an inverter circuit.

[0063] Furthermore, since the core of the transmission-line mold transformer of the inverter circuit of this invention consists of one sort chosen from the group of a Mn-Zn ferrite, a nickel-Zn ferrite, and a nickel-Cu ferrite, or two sorts or more, the configuration of a core becomes small and can miniaturize an inverter circuit.

[0064] Moreover, one sort or two sorts or more of elements T with which said core was chosen from the group of Fe, Co, and nickel Hf, Zr, W, Ti, V, Nb, Mo, Cr, Mg, Mn, aluminum, One sort or two sorts or more of elements M chosen from the group of Si, calcium, Sr, Ba, Cu, Ga, germanium, As, Se, Zn, Cd, In, Sn, Sb, Te, Pb, Bi, and rare earth elements Since it becomes the soft magnetism alloy powder containing one sort or two

sorts or more of elements D chosen from the group of O, C, N, and B from synthetic resin The permeability and dielectric constant of a core can be enlarged, transmission-line length is shortened, the configuration of a core becomes [the wavelength compaction effectiveness becomes enough,] small, the transformer itself is miniaturized, and the miniaturization of an inverter circuit can be attained.

[0065] Furthermore, since the effective permeability μ in 100kHz of a core is 10-20000 and the effective dielectric constants ϵ are 10-5000, the wavelength compaction effectiveness becomes enough, transmission-line length is shortened, the configuration of a core becomes small, the transformer itself is miniaturized, and the miniaturization of an inverter circuit can be attained.

[Translation done.]

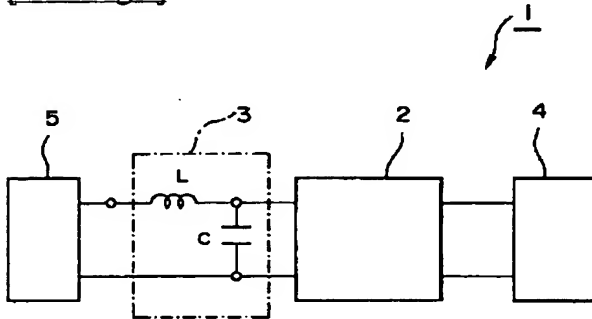
* NOTICES *

JPO and NCIPi are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

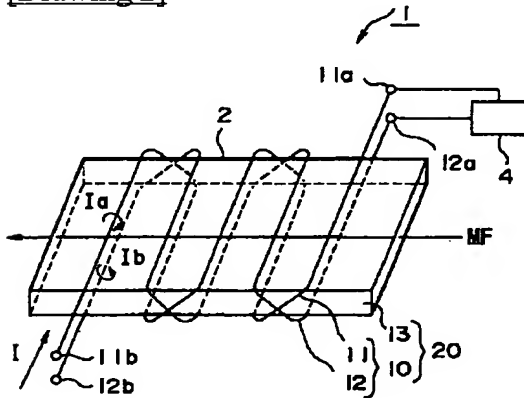
1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. **** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

DRAWINGS

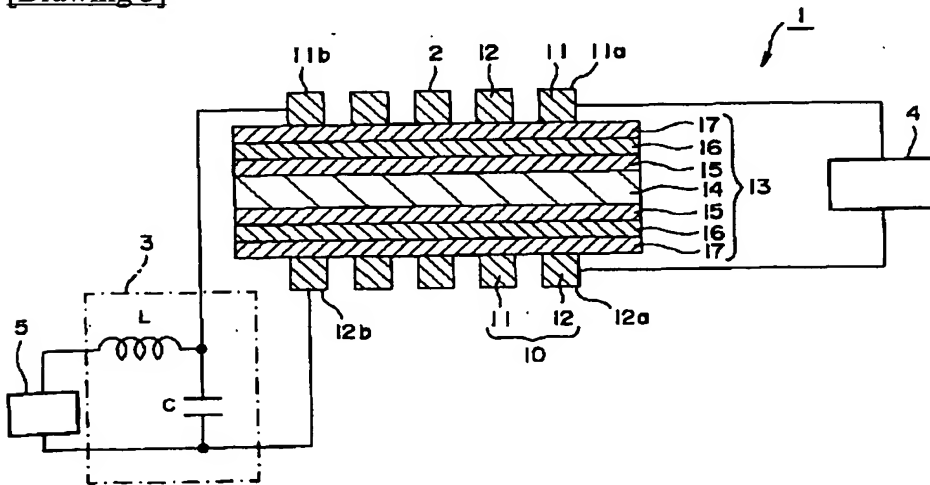
[Drawing 1]



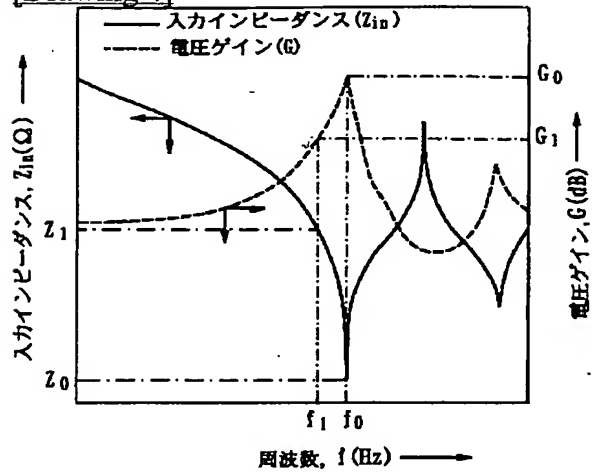
[Drawing 2]



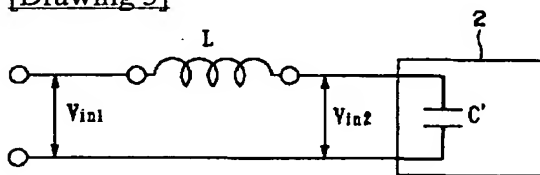
[Drawing 3]



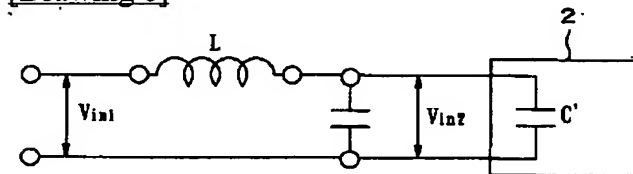
[Drawing 4]



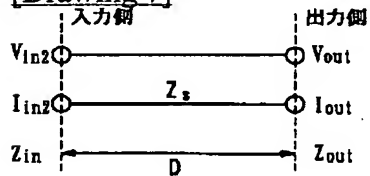
[Drawing 5]



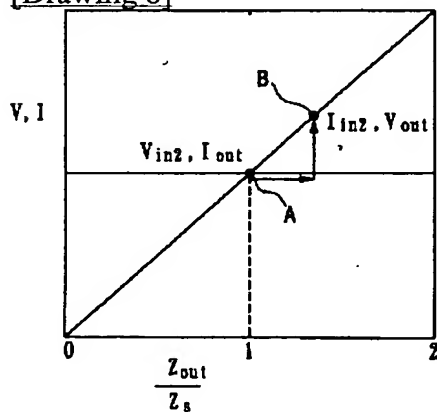
[Drawing 6]



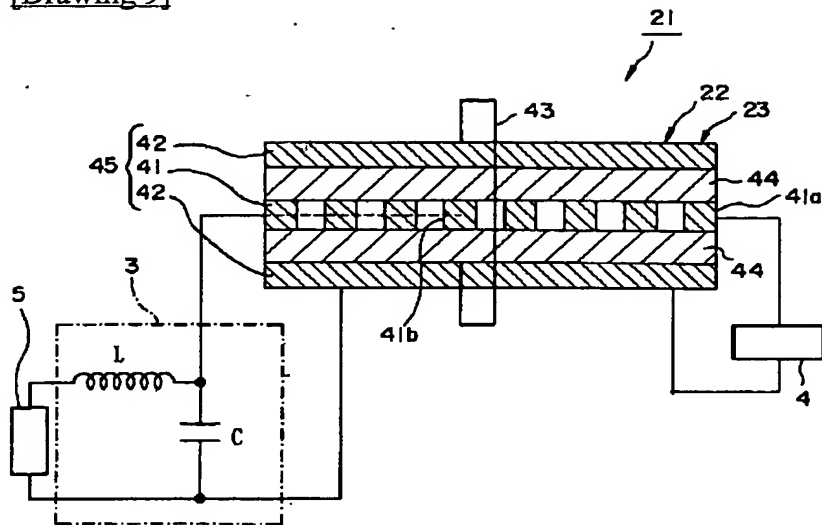
[Drawing 7]



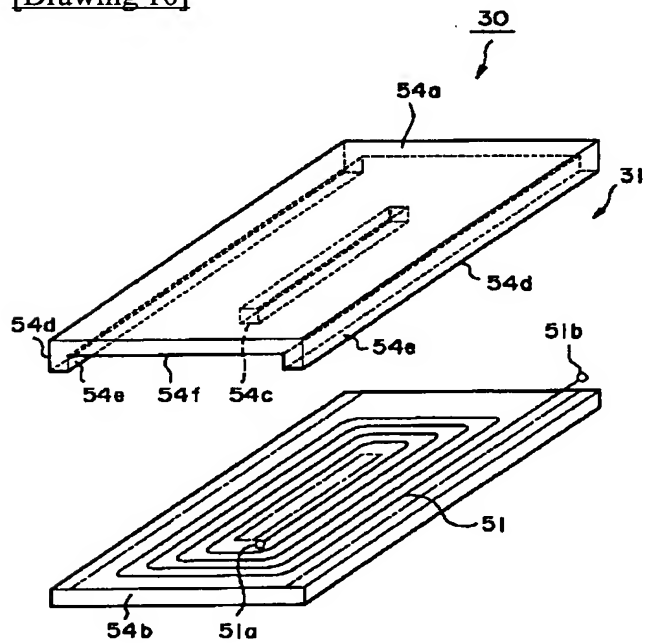
[Drawing 8]



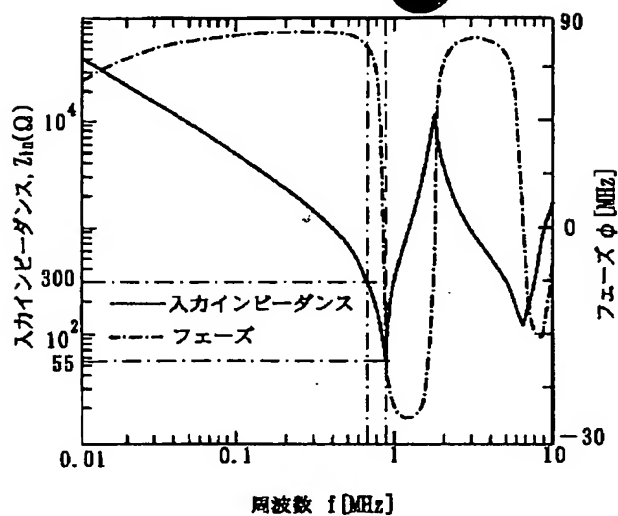
[Drawing 9]



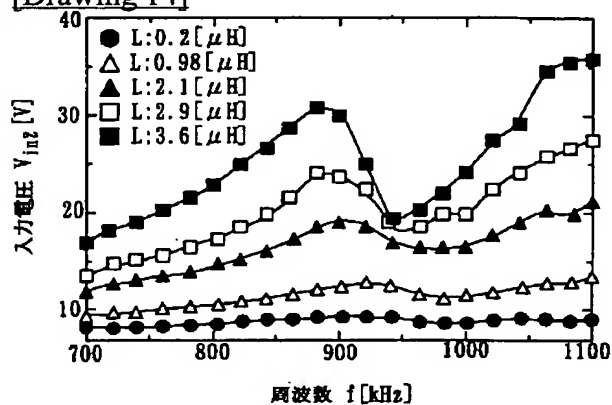
[Drawing 10]



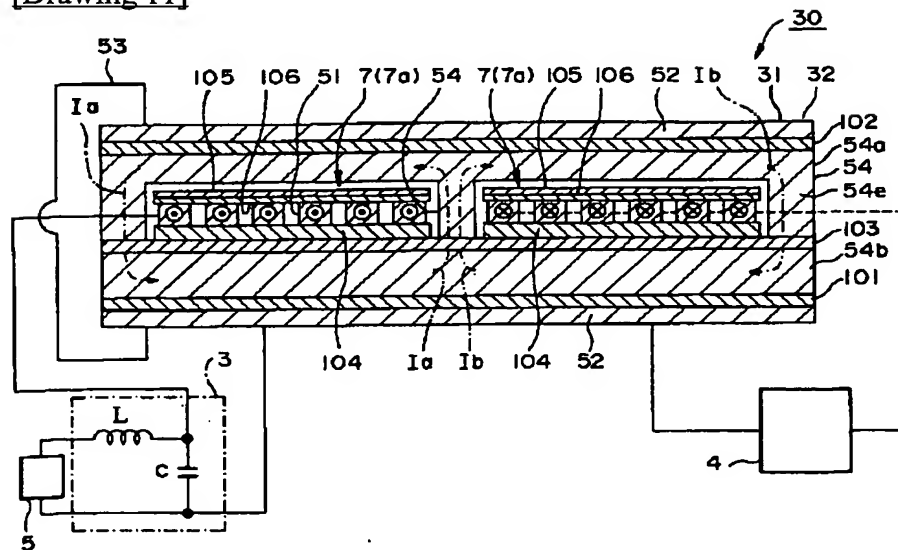
[Drawing 12]



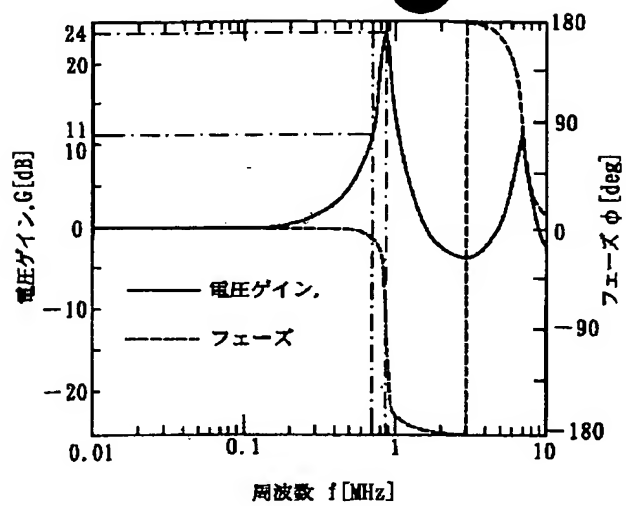
[Drawing 14]



[Drawing 11]



[Drawing 13]



[Translation done.]

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2000-278951

(43)Date of publication of application : 06.10.2000

(51)Int.Cl.

H02M 5/06

H01F 1/26

H01F 1/34

H01F 30/00

(21)Application number : 11-076906

(71)Applicant : ALPS ELECTRIC CO LTD

(22)Date of filing : 19.03.1999

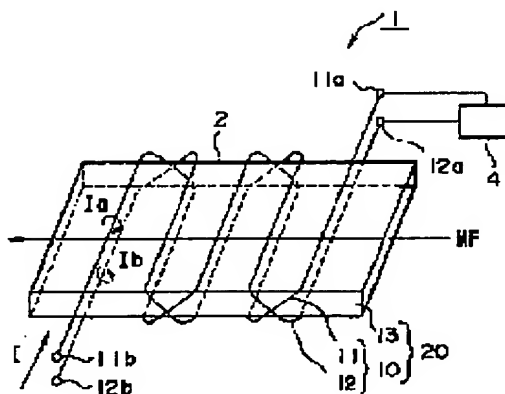
(72)Inventor : YAMAZAWA KIYOTO
SATO TOSHIRO
HATAUCHI TAKASHI
TAKAHASHI TOSHIO

(54) INVERTER CIRCUIT

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide an inverter circuit which is low in power loss and is high in conversion efficiency, and besides is capable of downsizing.

SOLUTION: An inverter circuit 1 is adopted, which possesses a transmission line type of transformer 2 equipped with a distributed constant circuit 20 having a transmission line 10 at least, and an LC circuit 3 provided on the input side of the transmission line type of transformer 2, and whose distributed constant circuit 20 makes the input impedance of the line transmission type of transformer 2 an input impedance value in the synchronized frequency of the distributed constant circuit 20 or over, when operated with frequency approximately equal to the synchronized frequency of the distributed constant circuit 20 or frequency lower than the synchronized frequency, and also whose LC circuit 3 boosts the input voltage of the transmission line type of transformer 2.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

[0037] In the aforementioned transmission line-type transformer 2, it is preferable to use, as a material constituting a core 14, a material consisting of a soft magnetic alloy powder containing one or two or more kinds of an element T selected from the group of Fe, Co and Ni, one or two or more kinds of an element M selected from the group of Hf, Zr, W, Ti, V, Nb, Mo, Cr, Mg, Mn, Al, Si, Ca, Sr, Ba, Cu, Ga, Ge, As, Se, Zn, Cd, In, Sn, Sb, Te, Pb, Bi, and a rare earth element, and one or two or more kinds of an element D selected from the group of O, C, N and B, and a synthetic resin, in that a permeability and a permittivity of a core 14 can be made larger, wavelength shortening effect becomes sufficient, and a transformer 2 can be miniaturized.

[0039] As the aforementioned synthetic resin, a material having small dielectric loss (that is, a material having large Q wherein Q is 400 or more) is used, and examples include polypropylene, polyethylene, polystyrene, paraffin, polytetrafluoroethylene, polycarbonate, and silicone resins.

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2000-278951

(P2000-278951A)

(43) 公開日 平成12年10月6日 (2000.10.6)

(51) Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	テームト* (参考)
H 0 2 M 5/06		H 0 2 M 5/06	Z 5 E 0 4 1
H 0 1 F 1/26		H 0 1 F 1/26	5 H 7 5 0
1/34		1/34	B
30/00			A
		31/00	A
審査請求 未請求 請求項の数 6 O L (全 13 頁) 最終頁に続く			

(21) 出願番号 特願平11-76906

(22) 出願日 平成11年3月19日 (1999.3.19)

(71) 出願人 000010098

アルプス電気株式会社

東京都大田区雪谷大塚町1番7号

(72) 発明者 山沢 清人

長野県長野市松代町城東90番地

(72) 発明者 佐藤 敏郎

長野県長野市若里186-1 グランドハイツ
若里305号室

(72) 発明者 畑内 隆史

東京都大田区雪谷大塚町1番7号 アルプ
ス電気株式会社内

(74) 代理人 100064908

弁理士 志賀 正武 (外8名)

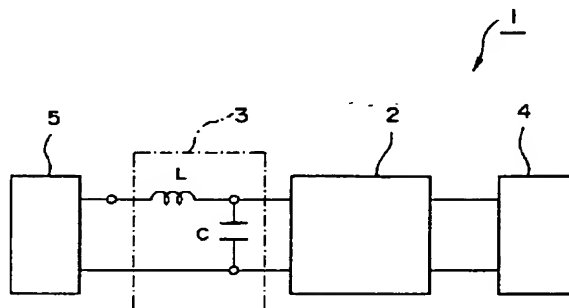
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 インバータ回路

(57) 【要約】

【課題】 電力損失が低いと共に変換効率が高く、併せて小型化が可能なインバータ回路を提供する。

【解決手段】 伝送線路10を少なくとも有する分布定数回路20を備えてなる伝送線路型トランス2と、伝送線路型トランス2の入力側に設けられたLC回路3とを具備してなり、分布定数回路20が、分布定数回路20の同調周波数と略等しい周波数または同調周波数より低い周波数で動作させた際に、伝送線路型トランス2の入力インピーダンスを、分布定数回路20の同調周波数における入力インピーダンス値以上にすると共に、LC回路3が、伝送線路型トランス2の入力電圧を昇圧するものであることを特徴とするインバータ回路1を採用する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 伝送線路を少なくとも有する分布定数回路を備えてなる伝送線路型トランスと、該伝送線路型トランスの入力側に設けられたLC回路とを具備してなり、

前記LC回路が、前記伝送線路型トランスの入力電圧を昇圧するものであることを特徴とするインバータ回路。

【請求項2】 前記分布定数回路が、該分布定数回路の同調周波数と略等しい周波数または前記同調周波数より低い周波数で動作させた際に、前記伝送線路型トランスの入力インピーダンスを、前記分布定数回路の同調周波数における入力インピーダンス値以上にするものであることを特徴とする請求項1記載の変成器。

【請求項3】 前記伝送線路型トランスは、前記伝送線路と、誘電性と磁性を有するコアとを具備してなるものであることを特徴とする請求項1または請求項2記載のインバータ回路。

【請求項4】 前記コアはMn-Znフェライト、Ni-Znフェライト、Ni-Cuフェライトの群から選ばれた1種又は2種以上からなるものであることを特徴とする請求項3記載のインバータ回路。

【請求項5】 前記コアは、Fe、Co、Niの群から選ばれた1種又は2種以上の元素Tと、Hf、Zr、W、Ti、V、Nb、Mo、Cr、Mg、Mn、Al、Si、Ca、Sr、Ba、Cu、Ga、Ge、As、Se、Zn、Cd、In、Sn、Sb、Te、Pb、Bi、希土類元素の群から選ばれた1種又は2種以上の元素Mと、O、C、N、Bの群から選ばれた1種又は2種以上の元素Dを含む軟磁性合金粉末と、合成樹脂からなるものであることを特徴とする請求項3ないし4のいずれかに記載のインバータ回路。

【請求項6】 前記コアの100kHzにおける実効透磁率 μ が10~20000であり、実効誘電率 ϵ が10~5000であることを特徴とする請求項3ないし請求項5のいずれかに記載のインバータ回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、伝送線路を有する分布定数回路を備えてなる伝送線路型トランスを具備するインバータ回路に関するものであり、特に、液晶表示装置のバックライトに高周波電力を供給するために好適に用いられるインバータ回路に関するものである。

【0002】

【従来の技術】一般に、液晶表示装置のバックライト用のインバータ回路には、昇圧トランスが備えられていることが知られている。バックライトとして用いられる冷陰極管は、始動時には電子を発生させるために高電圧を印加する必要があるが、点灯後においては、放電を維持する電圧が始動電圧の1/3程度で済み、また5~6mA程度の電流を流すだけで十分であって大電流を印加す

る必要がない。従って、インバータ回路の昇圧トランスに望まれる特性は、冷陰極管の放電開始時に出力電圧を一瞬上昇させ、点灯後に放電維持電圧まで低下させることが可能なことである。

【0003】ところで、近年、液晶表示装置に対する小型軽量化ならびに高性能化の要求はさらに高まっており、このような要求を満足するために、上記バックライト用のインバータ回路の小型化、薄型化、高変換効率化が強く要望されるようになってきている。従来からインバータ回路の昇圧トランスとしては、平板状のセラミック素子を具備する圧電トランスが考えられている。圧電トランスは、高変換効率を維持したまま薄型化が可能であるが、昇圧比が不足するために巻線トランスを補助トランスとして使用する場合があります。インバータ回路の小型化に制約があった。また、セラミック素子の形状を小さくすると昇圧比が小さくなってしまいうため圧電トランスの小型化が困難であり、インバータ回路の小型化に制約があった。

【0004】ところで、インピーダンス変換作用を応用した電圧変換を行う変成器として、分布定数回路として高周波同軸ケーブルを使用し、該高周波同軸ケーブルを電圧変換器として使用した例が報告されている。この同軸ケーブルの絶縁体としては、使用周波数にもよるが、通常、ポリエチレン($\epsilon=2.3$)、カテフロン($\epsilon=2.1$)が使用されている。しかしながらこの構造の変成器においては、同軸ケーブルの絶縁体の誘電率が低いため、例えば、動作周波数1MHz程度で使用するが、そのためには同軸ケーブルの長さを約49mにする必要があり、変成器の小型化が困難となってインバータ回路の小型化に制約があった。

【0005】そこで本願発明者らは、先に、従来のものよりも小型な変成器を平成10年9月3日に特願平10-250083号として特許出願している。この変成器は、自由空間に比べ、誘電率、透磁率が高い媒質中を伝搬する電磁界は伝搬波長が短くなることに着目し、透磁率及び誘電率が高い材料からなるコアを用いることにより、伝送線路長を短縮でき、変成器の小型化を図ることができるもので、この変成器を伝送線路型トランスとしてインバータ回路に用いることで、インバータ回路の小型化を図ることができる。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】しかし、上述の変成器からなる伝送線路型トランスは、特性上、同調周波数において入力インピーダンスが最小となり、冷陰極管等の負荷の動作に必要な出力電圧を得ようとするとトランスの入力電流が極めて大きくなるため、伝送線路型トランス自体が発熱してインバータ回路の電力損失が大きくなると共に電力の変換効率が低下するという課題があった。

【0007】本発明は、上記の課題を解決するためにな

されたものであって、電力損失が低いと共に変換効率が高く、併せて小型化が可能なインバータ回路を提供することを目的とする。

【0008】

【課題を解決するための手段】上記の目的を達成するために、本発明は以下の構成を採用した。本発明のインバータ回路は、伝送線路を少なくとも有する分布定数回路を備えてなる伝送線路型トランスと、該伝送線路型トランスの入力側に設けられたLC回路とを具備してなり、前記LC回路が、前記伝送線路型トランスの入力電圧を昇圧するものであることを特徴とする。より好ましくは、前記分布定数回路が、該分布定数回路の同調周波数と略等しい周波数または前記同調周波数より低い周波数で動作させた際に、前記伝送線路型トランスの入力インピーダンスを、前記分布定数回路の同調周波数における入力インピーダンス値以上にするものであると良い。

【0009】かかるインバータ回路においては、その動作周波数を分布定数回路の同調周波数より低くして、伝送線路型トランスの入力インピーダンスを高くすることにより、伝送線路型トランスの入力電流が小さくなってトランス自体の発熱が抑えられ、インバータ回路の電力損失を小さくすることが可能となる。また、インバータ回路の動作周波数を分布定数回路の同調周波数より低くすると、トランスの入力インピーダンスが高くなる一方でトランス自体の電圧ゲイン（昇圧比）が低下するが、伝送線路型トランスの入力電圧をLC回路により昇圧することにより、電圧ゲインの低下が補償されて、インバータ回路の出力電圧の低下を防ぎ、インバータ回路の電力の変換効率を高くすることが可能になる。また、前記LC回路は、インダクタンスとキャパシタンスを各々最適な値に選ぶことにより、前記の電圧ゲイン低下分以上の昇圧比が得られる。

【0010】更に本発明のインバータ回路は、先に記載のインバータ回路であって、前記伝送線路型トランスは、前記伝送線路と、誘電性と磁性を有するコアとを具備してなるものであることを特徴とする。かかるインバータ回路に備えられた伝送線路型トランスにおいては、伝送線路とコアとにより分布定数回路を構成しており、このトランスの伝送線路長は、コアの誘電率と透磁率が大きいほど短縮できるので、コアの形状が小さくなり、トランス自体が小型化されてインバータ回路の小型化を図ることが可能となる。

【0011】更にまた、本発明のインバータ回路は、先に記載のインバータ回路であって、前記コアがMn-Znフェライト、Ni-Znフェライト、Ni-Cuフェライトの群から選ばれた1種又は2種以上からなるものであることを特徴とする。かかるインバータ回路においては、伝送線路型トランスのコアの形状が小さくなって、インバータ回路の小型化が可能になる。

【0012】また前記コアは、Fe、Co、Niの群か

ら選ばれた1種又は2種以上の元素Tと、Hf、Zr、W、Ti、V、Nb、Mo、Cr、Mg、Mn、Al、Si、Ca、Sr、Ba、Cu、Ga、Ge、As、Se、Zn、Cd、In、Sn、Sb、Te、Pb、Bi、希土類元素の群から選ばれた1種又は2種以上の元素Mと、O、C、N、Bの群から選ばれた1種又は2種以上の元素Dを含む軟磁性合金粉末と、合成樹脂からなるものであることを特徴とする。かかるインバータ回路によれば、コアの透磁率及び誘電率を大きくでき、波長短縮効果が十分となって伝送線路長が短縮されてコアの形状が小さくなり、トランス自体が小型化されてインバータ回路の小型化を図ることが可能となる。

【0013】更に、本発明のインバータ回路は、先に記載のインバータ回路であって、前記コアの100kHzにおける実効透磁率 μ が10～20000であり、実効誘電率 ϵ が10～5000であることを特徴とする。かかるインバータ回路によれば、コアの透磁率及び誘電率を大きくでき、波長短縮効果が十分となって伝送線路長が短縮されてコアの形状が小さくなり、トランス自体が小型化されてインバータ回路の小型化を図ることが可能となる。

【0014】

【発明の実施の形態】以下、本発明の実施の形態を図面を参照して説明する。図1には、本発明の第1の実施形態であるインバータ回路を示す。このインバータ回路1は、伝送線路型トランス2と、この伝送線路型トランス2の入力側に設けられたLC回路3とから構成されている。また、伝送線路型トランス2の出力側には負荷4が接続されている。更に、LC回路3には、交流電源5が接続されている。

【0015】伝送線路型トランス2は、図2及び図3に示すように、コア部13と伝送線路10とからなる電圧変換部20を主体として構成されている。コア部13は、図3に示すように、誘電性と磁性を有するコア14の両面に第1の接着層15を介して絶縁層16が形成され、さらに該絶縁層16上に第二の接着層17が形成されてなるものである。コア14をなす材料としては、Mn-Znフェライト、Ni-Znフェライト、Ni-Cuフェライトの群から選ばれた1種又は2種以上からなるものを用いることが、コア14の寸法を短くでき、変成器の小型化が可能である点で好ましい。

【0016】コア部13は、100kHzにおける実効透磁率 μ が10～20000であることが好ましく、また、コア部13は、実効誘電率 ϵ が10～5000であることが好ましい。波長短縮効果は、実効透磁率 μ 、実効誘電率 ϵ が大きいほど大きくなるため伝送線路型トランス2が小型化できる。しかし、伝送線路10の共振周波数における入力インピーダンス（固有インピーダンス）は、実効透磁率 μ が大きいほど高くなるが、実効誘電率 ϵ が大きくなると低くなるため、 μ と ϵ には最適な

10

20

30

40

50

範囲が存在する。よって、本発明においては、波長短縮効果を大きくし、かつ、固有インピーダンスを所定の値にするには、 μ と ε は上記の範囲であることが好ましい。

【0017】絶縁層16をなす材料としては、ポリイミド等が用いられる。伝送線路10は一对の線路導体11、12からなるものであり、これら一对の線路導体11、12は、それぞれコア部13の周囲に螺旋状に巻回されると共に、その巻回方向が互いに反対となるように巻回されている。また、各線路導体11、12は、コア部13の一方の側面にある導体と他方の側面にある導体に流れる電流の方向を逆（コア部の表裏で電流方向が逆）にして、磁束を強め合う構造となっている。この伝送線路型トランス2においては、一方の線路導体11と他方の線路導体12がコア部13において磁束が矢印MFの方向を向くように形成されている。図中、符号1₁、1₂で示される矢印の向きは、各線路導体11、12に流れる電流により発生する磁束の方向である。このようにして、伝送線路10及びコア部13により電圧変換部20が構成されていて、この電圧変換部20は分布定数回路として動作するように構成されている。

【0018】伝送線路10をコア部13の周囲に形成する方法としては、例えば、一般的な被覆銅線を巻回する、絶縁層16上にメッキまたはスパッタで導体を形成する、接着層15、絶縁層16、第2の接着層17、伝送線路10が一体で形成されたものを帯状に加工し、コア14の両面に所定の形状で配置するなどの方法により形成することができる。

【0019】各線路導体11、12の出力側（受端側）の端子11a、12aには、負荷4が接続されており、入力側（送端側）の端子11b、12bには、LC回路3が接続されている。各線路導体11、12（伝送線路10）の線路長Dは、所定の交流電圧の周波数の1/4波長にほぼ等しいことが、上記の分布定数回路の共振周波数における入力インピーダンス（固有インピーダンス）より大きなインピーダンスの負荷4が接続された場合にインピーダンス変換及び電圧変換を行うことができる点で、好ましい。

【0020】電圧変換部20からなる分布定数回路の固有インピーダンスは、負荷4のインピーダンスと異なる値とするのが、負荷4の両端に電圧変換部20（分布定数回路）の固有のインピーダンスとの比に応じた倍率で入力電圧と異なる電圧が加わる点で好ましい。さらに、電圧変換部20からなる分布定数回路の固有インピーダンスは、負荷4のインピーダンスより大きな値とすることが、負荷の両端に電圧変換部20の固有のインピーダンスとの比に応じた倍率で入力電圧より高い電圧が加わる点でより好ましい。

【0021】LC回路3は、交流電源5と電圧変換部20に対してインダクタLが直列に、コンデンサCが並列

に接続されてなるものであって、伝送線路型トランス2の入力側の端子11b、12bに接続されている。

【0022】図4には、この伝送線路型トランス2の特性を示す。この特性図は、伝送線路型トランス2の入力端子11b、12b側に交流電源を接続し、出力端子11a、12a側に負荷を接続してなる回路を用いて得られたものである。尚、負荷4は、分布定数回路の固有インピーダンスより大きいインピーダンスを有するものを用いた。図の横軸には伝送線路型トランス2に印加する電力の周波数を示し、縦軸には、伝送線路型トランス2の入力側から見たインピーダンス（入力インピーダンス Z_{in} ）及び電圧ゲインG（昇圧比）を示す。

【0023】図4から明らかなように、この伝送線路型トランス2の分布定数回路は、動作させる際の周波数 f によって入力インピーダンス Z_{in} 及び電圧ゲインGを大幅に変動させるもので、特に周波数 f_0 の時に入力インピーダンス Z_{in} が最小となり、電圧ゲインGが最大となる。この周波数 f_0 の1/4波長が分布定数回路の伝送線路長Dにほぼ等しくなり、従って周波数 f_0 がこの分布定数回路の同調周波数となる。

【0024】ところで、周波数 f_0 においては、入力インピーダンス Z_{in} が最小となるため、伝送線路型トランス2の入力側には高い電流が流れることになり、伝送線路10が発熱して電力損失や変換効率の低下が懸念される。そこで伝送線路型トランス2の動作周波数を f_0 から f_1 に低下させると、図4から明らかなように、入力インピーダンス Z_{in} が Z_0 から Z_1 に上昇するため、伝送線路型トランス2の入力電流を小さくすることが可能になり、伝送線路型トランス2の発熱が抑えられて、電力損失を防ぐことができる。一方、動作周波数を f_0 から f_1 に低下すると、図4から明らかなように、電圧ゲインGが G_0 から G_1 に低下し、伝送線路型トランス2の昇圧比が低下することになる。そこで、本発明では、伝送線路型トランス2の入力側にLC回路3を設け、このLC回路3により伝送線路型トランス2の入力電圧を予め昇圧しておくことで、動作周波数の低下による電圧ゲインGの低下を補償し、インバータ回路1全体として電圧ゲインGの低下を防止して電力の伝送効率を高くすることができる。

【0025】また、図4から明らかなように、動作周波数を f_0 から f_1 に低下したときの、電圧ゲインGの変化の割合（ G_1/G_0 ）が、入力インピーダンス Z_{in} の変化の割合（ Z_0/Z_1 ）よりも小さいので、電圧ゲインGの低下よりも、入力インピーダンス Z_{in} の上昇による入力電流抑制の効果が大きくなり、インバータ回路1において、電力損失が防止されると共に、電圧ゲインの低下がなく変換効率の低下を防止できるという効果を得ることができる。

【0026】ここで、LC回路3による昇圧作用について説明する。まず、図5に示すように、伝送線路型トラ

10

20

30

40

50

ンス2の入力側にインダクタLを直列に接続した場合を考える。伝送線路型トランス2は、同調周波数 f_0 より低い周波数 f_1 において、その入力インピーダンス Z_{in} は容量性であるため、伝送線路型トランス2をコンデンサ C' とみなすことができ、図5に示す回路をインダクタLとコンデンサ C' からなるLC回路とみなすことができる。なお、図5に示す回路の入力電圧を V_{in1} 、伝送線路型トランス2の入力側(コンデンサ C')の両端の電圧を V_{in2} とする。

*

$$I_L = V_{in1} / (1/j\omega C') = j\omega C' V_{in1} \dots (2)$$

従って、インダクタLの両端にかかる電圧 V_L は下記式(3)で表される。

$$V_L = I_L \cdot j\omega L = j\omega C' V_{in1} \cdot j\omega L = -\omega^2 L \dots (3)$$

$$V_{in2} = V_{in1} - V_L = V_{in1} + \omega^2 L C' V_{in1} \dots (4)$$

従って、伝送線路型トランス2の入力側(コンデンサ C')の両端の電圧 V_{in2} は、回路の入力電圧 V_{in1} に対して $\omega^2 L C' V_{in1}$ だけ昇圧されたことになる。

【0028】但し、伝送線路型トランス2は、同調周波数 f_0 において純抵抗となるため、図5に示す回路が同調周波数 f_0 にて動作した場合には $V_{in1} > V_{in2}$ とな

20

って昇圧作用を示さなくなる。そこで、図6に示すように、伝送線路型トランス2の入力側に対して並列となる★

$$I_L = V_{in1} / (1/j\omega(C' + C)) = j\omega(C' + C) V_{in1} \dots (6)$$

6)

従って、インダクタLの両端にかかる電圧 V_L は下記式☆ ☆(7)で表される。

$$V_L = I_L \cdot j\omega L = j\omega(C' + C) V_{in1} \cdot j\omega L = -\omega^2 L(C' + C) V_{in1} \dots (7)$$

よって、伝送線路型トランス2の入力側の両端の電圧 V_{in2} は下記式(8)で表される。

$$V_{in2} = V_{in1} - V_L = V_{in1} + \omega^2 L(C' + C) V_{in1} \dots (8)$$

従って、図6に示す回路を構成した場合、伝送線路型トランス2の入力側の両端の電圧 V_{in2} は、回路の入力電圧 V_{in1} に対して $\omega^2 L(C' + C) V_{in1}$ だけ昇圧されたことになる。このようにして、LC回路3を伝送線路型トランス2の入力側に設けることにより、トランスの入力電圧 V_{in2} を昇圧することが可能になる。

【0029】次に、伝送線路型トランス2の動作について更に詳しく説明する。上述の伝送線路型トランス2においては、誘電性と磁性を有するコア14と、伝送線路10からなる図7に示すような分布定数回路が構成されている。図7中、符号 V_{in2} はトランス2の入力電圧、 V_{out} はトランス2の出力電圧、 I_{in2} はトランス2の入

30* 力電流、 I_{out} はトランスの出力電流、 Z_{in} は入力側から見た入力インピーダンス、 Z_{out} は出力側から見た負荷4の負荷インピーダンス、 Z_0 は伝送線路10及びコア14から構成される分布定数回路の固有インピーダンス、Dは伝送線路10の線路長である。図4に示す分布定数回路は、下記式(9)で表される。尚、式(9)中 β は伝送線路10の伝搬定数($\beta = 2\pi f/v = 2\pi/\lambda \dots (9-a)$ 式)である。(9-a)式での v は伝搬速度($= f\lambda$)、 λ は伝搬波長である。

【0030】

【数1】

$$\begin{pmatrix} V_{in2} \\ I_{in2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \beta D & j Z_0 \sin \beta D \\ j \frac{1}{Z_0} \sin \beta D & \cos \beta D \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{out} \\ I_{out} \end{pmatrix} \dots \text{式(9)}$$

【0031】本実施形態において、伝送線路10の各線路長Dを所定の周波数の $\lambda/4$ とすると、

$$\beta L = (2\pi/\lambda) \times (\lambda/4) = \pi/2$$

となる。よって、式(9)は、下記式(10)で表せ

る。

【0032】

【数2】

50

$$\begin{pmatrix} V_{in2} \\ I_{in2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & jZ_s \\ j\frac{1}{Z_s} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{out} \\ I_{out} \end{pmatrix} \dots \text{式(10)}$$

*

$$Z_{in} = V_{in2} / I_{in2} = (jZ_s \cdot I_{out}) / ((j/Z_s) \cdot V_{out}) \dots (11)$$

ここで $V_{out} = Z_{out} \cdot I_{out}$ であるので、

$$Z_{in2} = Z_s / (Z_{out} / Z_s) = Z_s^2 / Z_{out} \dots (12)$$

これは、伝搬波長/4=線路長Dである場合においては、固有インピーダンス Z_s が50オームの線路の出力側の端子に100オームのインピーダンスを有する負荷を接続した場合、入力側から見ると負荷のインピーダンスが25オームに見えることを示しており、①出力側に接続された負荷インピーダンス Z_{out} は、入力側からは Z_{in} に変換されて見える。よって、インピーダンス変換がされることになる。

【0034】また、上記式(10)から

$$\begin{aligned} V_{in2} &= jZ_s \cdot I_{out} \\ I_{in2} &= (j/Z_s) \cdot V_{out} \end{aligned} \dots (13)$$

以上のことから、②トランス2の入力電圧 V_{in2} は出力電流 I_{out} に比例し、入力電流 I_{in2} は出力電圧 V_{out} に比例することがわかる。各線路長Dが伝搬波長/4のときにおいてのみ、上記①並びに②の関係が成り立ち電圧変換が行われる。このように伝送線路型トランス2の電圧ゲインG(昇圧比)は、分布定数回路の固有インピーダンス Z_s と、負荷4の負荷インピーダンス Z_{out} との比率で決まるので、この伝送線路型トランス2は、高電圧が必要な始動時に高抵抗、点灯時に抵抗が下がる冷陰極管のような負荷4のインピーダンス特性に適している。

【0035】次に、この伝送線路型トランス2の昇圧作用について更に詳しく説明する。図8は、伝送線路型トランス2の伝送線路10の昇圧作用を説明するためのグラフである。図8のグラフにおいて、横軸は負荷インピーダンス Z_{out} と固有インピーダンス Z_s の比を表してい※

$$v \text{ [m/s]} = 3 \times 10^8 \times (\epsilon^{1/2} \cdot \mu^{1/2})^{-1} \dots (15)$$

よって、その場合の波長は下記式(16)で示される。

$$\lambda = (v/f) \cdot (\epsilon^{1/2} \cdot \mu^{1/2})^{-1} \dots (16)$$

上記(16)式から明らかなように誘電率、透磁率の値に応じて波長短縮が生じ、すなわち、誘電率、透磁率が大きくなるとこれに応じて波長も短くなっており、よって、コア14を誘電率、透磁率が大きい材料から構成することにより、波長を短縮でき、コア寸法も短くてでき、伝送線路型トランス2の小型化が可能である。

【0037】上述の伝送線路型トランス2においては、コア14をなす材料として、Fe、Co、Niの群から選ばれた1種又は2種以上の元素Tと、Hf、Zr、W、Ti、V、Nb、Mo、Cr、Mg、Mn、Al、Si、Ca、Sr、Ba、Cu、Ga、Ge、As、Se、Zn、Cd、In、Sn、Sb、Te、Pb、B

*【0033】上記式(10)を変形し、入力側から見た入力インピーダンス Z_{in} を求めると、

※。ここで、トランス2の入力電圧 V_{in2} が定電圧であるとする。負荷インピーダンス Z_{out} が固有インピーダンス Z_s に等しい場合 ($Z_{out}/Z_s = 1$) は、分布定数回路が整合状態となっており、図中A点に示されているように入力側と出力側の電圧が等しいのが明らかである。 $Z_{out} > Z_s$ なる負荷を接続した場合 ($Z_{out}/Z_s > 1$) は、上記式(12)より $Z_{in2} < Z_s$ となって入力電流 I_{in2} が増える。また、上記式(13)から、出力電圧 V_{out} は入力電圧 V_{in2} に比例するので、図中B点に示されているように同じく増える。 $Z_{out} > Z_s$ の領域では、 V_{out} は V_{in2} より大きくなっており昇圧されていることになる。よって、線路長Dが動作周波数の1/4波長の線路の負荷として、分布定数回路の固有インピーダンス Z_s より大きな負荷4を接続すると、その負荷4の両端には固有インピーダンス Z_s との比に応じた倍率で入力電圧 V_{in2} より高い出力電圧 V_{out} が加わる。

【0036】次に、この伝送線路型トランス2において、上述のコア14を用いることにより波長を短縮でき、伝送線路型トランス2を小型化できる理由について説明する。自由空間における波長は下記式(14)で表される。

$$\lambda = v/f \dots (14)$$

電圧変換部20の電界が発生する部分の誘電率・透磁率が大きいと、進行波の伝搬速度 v が遅くなる。この伝搬速度 v は、下記式(15)で示される。

i、希土類元素の群から選ばれた1種又は2種以上の元素Mと、O、C、N、Bの群から選ばれた1種又は2種以上の元素Dを含む軟磁性合金粉末と、合成樹脂からなるものを用いるのが、コア14の透磁率及び誘電率を大きくでき、波長短縮効果が十分となり、変成器2を小型化できる点で好ましい。

【0038】上記軟磁性合金粉末としては、例えば、以下の組成式で示されるものが好適に用いられる。

$T_x M_y D_z$

(上記組成式中、TはFe、Co、Niの群から選ばれた1種または2種以上の元素を表し、MはHf、Zr、W、Ti、V、Nb、Mo、Cr、Mg、Mn、Al、

Si, Ca, Sr, Ba, Cu, Ga, Ge, As, Se, Zn, Cd, In, Sn, Sb, Te, Pb, Bi, 希土類元素の群から選ばれた1種または2種以上の元素を表し、DはO, C, N, Bの群から選ばれた1種または2種以上の元素を表す。また、組成式中、組成比を示すa, b, cは、原子%で、 $40 \leq a < 87$ 、 $0 < b \leq 20$ 、 $0 < c \leq 50$ なる関係を満足するものである。) X

【0039】上記合成樹脂としては、誘電損失が小さい材料(即ちQの大きい材料でQが400以上のもの)が用いられ、例えば、ポリプロピレン、ポリエチレン、ポリスチレン、パラフィン、ポリテトラフルオロエチレン、ポリカーボネート、シリコン樹脂等が挙げられる。

【0040】上述のような軟磁性合金粉末と合成樹脂からなるコア4は、例えば、以下のようにして製造することができる。まず、組成式がT_aM_bD_cで示される軟磁性合金粉末の組成になるように各原料を秤量する。ここでの原料は、Tの粉末、Mの粉末が用いられる。Tの粉末としては、Fe, Co, Niの群から選ばれた少なくとも一種の元素の単体、酸化物、炭化物、炭酸塩、窒素化合物、ホウ化物のうちから選ばれた粉末が用いられる。Mの粉末としては、Hf, Zr, W, Ti, V, Nb, Mo, Cr, Mg, Mn, Al, Si, Ca, Sr, Ba, Cu, Ga, Ge, As, Se, Zn, Cd, In, Sn, Sb, Te, Pb, Bi, 希土類元素の群から選ばれた少なくとも1種の元素の単体、酸化物、炭化物、炭酸塩、窒素化合物、ホウ化物のうちから選ばれた粉末が用いられる。上記希土類元素としては、周期表の3A族に属するSc, Y, あるいは、La, Ce, Pr, Nd, Pm, Sm, Eu, Gd, Td, Dy, Ho, Er, Tm, Yb, Luなどのランタノイドの群から選ばれる少なくとも1種の元素またはそれらの混合物が挙げられる。この際、Tの粉末は粒径が100μm以下、Mの粉末は粒径が2μm以下のものが望ましい。

【0041】次いで、Dのうち、O, C, Nを添加する場合は、上述のTの粉末とMの粉末とをステンレス鋼製ポット中に、ポットと同材質のステンレス球と共に封入し、O, C, Nの群から選ばれた少なくとも一種の元素の単体ガス、酸化物ガス、炭化物ガスのうちから選ばれたDのガスを充填させる。そして、高エネルギー型遊星式ボールミルを用いて所定時間、粉碎、攪拌するメカニカルアロイングにより、組成式がT_aM_bD_cで示される軟磁性合金粉末が得られる。メカニカルアロイングの時間は、2時間以上とするのが、bcc構造もしくはfcc構造、または、これらが混在したTの結晶の微細化を十分にできる点で好ましい。ここで得られた軟磁性合金粉末は、平均結晶粒径が数nm〜数10nmオーダーのbcc構造のTの微結晶相が、M, Dを多量に含む非晶質相で取り囲まれたような構造を有する平均粒径が1〜2

μm程度の凝集粒子となる。この軟磁性合金粉末は、凝集粒子を構成するbcc構造もしくはfcc構造、または、これらが混在したTの微結晶の平均粒径が微細であるため、優れた軟磁気特性を示し、また、bcc構造もしくはfcc構造、またはこれらが混在したTの微結晶が、高抵抗の非晶質相によって取り囲まれているため、渦電流損失を小さく押えることができるという特徴がある。

【0042】次に、得られた軟磁性合金粉末を有機溶剤を溶媒とする合成樹脂液に分散してスラリーを得た後、このスラリーを3本ロールに繰返し通して該スラリーが粉末状になるまで混練し混練物を得る。この合成樹脂を溶解させる有機溶剤としては、キシレン、トルエン、ベンゼン等が挙げられる。合成樹脂への軟磁性合金粉末の添加割合は、目的とするコアの磁性と誘電性によって適宜変更可能であるが、スラリー中の体積割合で50〜80vol%程度となるように添加するのが好ましい。軟磁性合金粉末の体積割合が50vol%未満であると、透磁率が低くなるという不都合が生じる恐れがあり、一方、80vol%を超えると射出成形等により成形するのが困難になるという不都合が生じる恐れがある。

【0043】上記軟磁性合金粉末は合成樹脂液に分散、混練する前に、空気、酸素、窒素、水蒸気のうちから選択される雰囲気中またはこれらの混合雰囲気中で熱処理を行うことが望ましい。ここでの加熱温度は、25℃〜300℃程度、加熱時間は、0.5時間〜48時間程度が好ましい。このようにすると、上記軟磁性合金粉末の表面に酸化物からなる絶縁層が形成されるので、軟磁性合金粉末の固有抵抗が上がり、高周波での誘電率をより低くすることができる。なお、ここでの絶縁層は、酸化膜に限らず、他の絶縁膜を用いて形成してもよい。

【0044】ついで、上記混練物を乾燥器等に入れて加熱することにより有機溶剤を蒸発させたのち、プレス成形機、射出成形機、押出装置等を用いて所望の形状に成形して成形体を作製する。この後、この成形体を150〜400℃程度、1時間程度加熱することにより、目的とする磁性と誘電性とを有するコア14が得られる。また、軟磁性合金粉末と合成樹脂からなるコア14は、Tの粉末とMの粉末とを混合後、Dのガス雰囲気中で粉碎、攪拌するのに代えて、Tの粉末と、Mの粉末と、Dの粉末とを混合後、不活性ガス雰囲気中、あるいはO, C, Nの群から選ばれた少なくとも一種の元素の単体ガス、酸化物ガス、炭化物ガスのうちから選ばれたDのガス雰囲気中で粉碎、攪拌する以外は先に述べた製造例と同様にして製造することもできる。上記Dの粉末としては、カーボンとBのうちから選ばれた少なくとも一種または混合物が用いられる。また、この例では、上記Tの粉末とMの粉末とDの粉末の粉碎、攪拌をDのガス雰囲気下、またはArガス等の不活性ガス雰囲気下、あるいは上記DのガスとArガス等の不活性ガスとの混合ガス

雰囲気下で行なわれ、上記混合ガス雰囲気下で行う場合には材料中の酸素、炭素、窒素量を調整することができる。

【0045】また、軟磁性合金粉末と合成樹脂からなるコア14は、Tの粉末とMの粉末に代えて液体急冷法により得られたT-M合金薄帯の粉砕物粉末を用いる以外は、先に述べた製造例と同様にして製造することもできる。また、軟磁性合金粉末と合成樹脂からなるコア14は、Tの粉末とMの粉末と、Dの粉末および／またはDのガスに加えて液体急冷法により得られたT-M合金薄帯の粉砕物粉末も用いる以外は、先に述べた製造例と同様にして製造することもできる。

【0046】次に本発明の第2の実施形態について説明する。図9には、第2の実施形態のインバータ回路を示す。このインバータ回路21が、図1～図3に示したインバータ回路1と異なるところは、伝送線路型トランスの構成が異なる点にある。即ち、このインバータ回路21に備えられた伝送線路型トランス22は、誘電性と磁性を有する板状の一对のコア44、44間に、スパイラル型の伝送線路41が挟持され、一对のコア44、44の外側に接地導体42、42が形成されてなるものである。コア44、44は、前述した図2及び図3に示す伝送線路型トランス2のコア14と同じ材料からなるものである。このコア44、44と伝送線路41により電圧変換部23（分布定数回路）が構成される。接地導体42、42は、一对のコア半体44、44の各突き合わせ面の反対側の各面にそれぞれ設けられている。この接地導体42、42は、コア44、44の各突き合わせ面の反対側の面の全面に設けられた薄膜であるが、薄膜に限られずコイル状に形成されたものであっても良い。

【0047】この伝送線路41の出力側の端子41aには負荷4が接続され、入力側の端子41bにはLC回路3が接続されている。また、一方の接地導体42の出力側の端子には負荷4が接続されており、入力側の端子にはLC回路3が接続されている。また、一方の接地導体42と他方の接地導体42は、電位を同じにするために接続用導体43により電気的に接続されている。

【0048】上述の構成のインバータ回路21においては、図1から図3に示したインバータ回路1の効果に加えて、以下の効果が得られる。即ち、伝送線路型トランス22が一对のコア44、44間に伝送線路41を挟んでなるので、伝送線路41のインダクタンスを大きくすることが可能となって静電容量を高くでき、インバータ回路21の変換効率をより高くすることができる。

【0049】次に本発明の第3の実施形態について説明する。図10及び図11には、第3の実施形態のインバータ回路を示す。このインバータ回路30が、図1～図3に示したインバータ回路1と異なるところは、伝送線路型トランスの構成が異なる点にある。即ち、このインバータ回路30に備えられた伝送線路型トランス31

は、コア54を構成する一对のコア半体54a、54bの間にスパイラル型の伝送線路51が挟持され、さらに一对のコア半体54a、54bの外側に接地導体52、52が形成されてなるものである。コア54は、前述した図2及び図3に示す伝送線路型トランス2のコア14と同じ材料からなるものである。このコア54と伝送線路51により電圧変換部32（分布定数回路）が構成される。接地導体52、52は、一对のコア半体54a、54bの各突き合わせ面の反対側の各面にそれぞれ設けられている。この接地導体52、52は、コア半体54a、54bの各突き合わせ面の反対側の面の全面に接着層101、102を介して設けられた薄膜であるが、薄膜に限られずコイル状に形成されたものであっても良い。

【0050】また、図10及び図11に示すように、コア半体54aの突き合わせ面54fの中央には中央凸部54cが設けられ、突き合わせ面54fの周辺部54dの一部には周辺凸部54e、54eが設けられている。周辺凸部54e、54eは、突き合わせ面54f上に互いに対向して設けられている。また、コア半体54bは板状とされている。そして、このコア半体54aの中央凸部54cと周辺凸部54e、54eがコア半体54bに突き合わされてコア54が形成されると共に、このコア54の内部に、一对のコア半体54a、54bと中央凸部54cと周辺凸部54e、54eとに区画されて空隙部7aが形成され、この空隙部7aにより磁路形成部7が構成される。そして、これら一对のコア半体54a、54bと中央凸部54cと周辺凸部54e、54eとにより磁路形成部7を囲む磁路が構成される。

【0051】次に図10及び図11に示すように、伝送線路51は、導体からなるものであって、中央凸部54cの周囲に巻回されて、コア半体54aと離間して磁路形成部7内に配置されている。このようにして伝送線路51は、磁路形成部7内に配置されて磁路に囲まれている。

【0052】また図11に示すように、コア半体54bには接着層103が積層され、この接着層103の一部にポリイミド等からなる絶縁層104が積層され、この絶縁層104上に上述の伝送線路51が形成されている。また、伝送線路51には接着層106を介してポリイミド等からなる絶縁層105が積層されている。

【0053】また、伝送線路51の出力側の端子51bには負荷4が接続されており、入力側の端子51aにはLC回路3が接続されている。また、一方の接地導体52の出力側の端子には負荷4が接続されており、入力側の端子にはLC回路3が接続されている。また、接地導体52、52同士は、電位を同じにするために接続用導体53により電気的に接続されている。

【0054】この伝送線路型トランス31では、上述の

ような一対のコア半体54a、54b間に介在された伝送線路51より発生する磁束の方向は、伝送線路51に流れる電流の方向が図11に示された通りであるときは、図11中の符号 I_1 、 I_2 で示される矢印の向きとなる。従って、伝送線路51から発生した磁束は、その大部分が一対のコア半体54a、54bと中央凸部54cと周辺凸部54e、54eとにより構成される磁路に流れることになる。そして、伝送線路51から発生した磁束のうち、コア半体54aからコア半体54bに移動する渡り磁束成分が、中央凸部54c及び周辺凸部54e、54eに集中し、渡り磁束成分が伝送線路51に鎖交することがなく、交流抵抗が減少して銅損が小さくなる。特に、伝送線路51が、中央凸部54cの周囲に巻回されて磁路形成部7内に配置されているので、発生した磁束を中央凸部54cに集中させることが可能となり、伝送線路51に鎖交する渡り磁束成分をより減少させることが可能となる。

【0055】よって、上述の構成のインバータ回路30においては、図1から図3に示したインバータ回路1の効果に加えて、以下の効果が得られる。即ち、伝送線路型トランス31が上述の構成からなるので、伝送線路51に鎖交する渡り磁束成分が減少して銅損が小さくなり、伝送線路型トランス31の変換効率が高くなって、インバータ回路30の変換効率をより高くすることができる。

【0056】

【実施例】（実験例1）伝送線路型トランスの入力インピーダンス Z_{in} 及び電圧ゲイン G の周波数特性を調査した。図10及び図11に示したインバータ回路30の伝送線路型トランス31と同様の伝送線路型トランスを作製した。ここで作製した伝送線路型トランスのMn-Znフェライトからなる各コア半体54a、54bの厚みは0.5mm、コア半体54aの中央凸部54c及び周辺凸部54eの高さが0.5mmであることから磁路形成部7の深さは0.5mm、スパイラル型の伝送線路51の厚みは0.04mm、伝送線路51の幅は0.29mm、伝送線路51のピッチは0.24mm、接地導体52、52の厚みは0.04mmであった。また、伝送線路51の線路長 D は1.8mであった。

【0057】ここで作製した伝送線路型トランスの電圧ゲイン-フェーズ特性及び入力インピーダンス-フェーズ特性を測定した。ここでの測定には、インピーダンスアナライザHP4194A（商品名；日本ヒューレットパッカード株式会社製）を用い、トランスの出力側の端子に接続する終端抵抗を100k Ω として行った。測定周波数範囲は、共振近傍の点が細かくとれるように0.01MHzから10MHzとした。終端抵抗には、炭素皮膜抵抗を用いた。測定結果を図12及び図13に示す。

【0058】図12及び図13から明らかなように、こ

の伝送線路型トランスの $\lambda/4$ に同調したときの周波数（同調周波数）は930kHz、同調周波数における入力インピーダンスは55 Ω 、電圧ゲインは24dBであった。次に、同調周波数よりも200kHz低い周波数である730kHzにおける入力インピーダンス及び電圧ゲインはそれぞれ300 Ω 、11dBであった。従って、動作周波数を930kHz（同調周波数）から730kHzとした場合、入力インピーダンスは5.45倍に増加し、電圧ゲインは4.46分の1に減少した。このことから、伝送線路型トランスの動作周波数を同調周波数から低下させると、電圧ゲインの変化よりも入力インピーダンスの変化の方が大きくなるので、伝送線路型トランスの入力電流の電流量を減少させることができ、伝送線路型トランスの入力側における発熱を効果的に抑制可能であることが判明した。

【0059】（実験例2）インバータ回路のLC回路の周波数特性を調査した。図10及び図11に示したインバータ回路30を作製した。このインバータ回路に備えられる伝送線路型トランスは、実験例1において用いたものと同様なものを用意した。また、インバータ回路のLC回路の入力電圧（ V_{in1} ）は7V、周波数は700～1100kHz、コンデンサCの容量は10nF、インダクタLのインダクタンスは0.2、0.98、2.1、2.9、3.6 μ Hの5種類で実験した。このインバータ回路のLC回路からの出力電圧、即ちトランスの入力電圧 V_{in2} の周波数特性を調査した。結果を図14に示す。

【0060】図14に示すように、周波数700～1100kHzにおいては、トランスの入力電圧 V_{in2} が、インバータ回路の入力電圧 V_{in1} （7V）より高く、LC回路により昇圧されていることがわかる。特に、トランスの入力電圧 V_{in2} は、周波数880kHzにおいて極大を示しており、またインダクタLのインダクタンスが大きいほど高くなっており、インダクタLのインダクタンス値が0.98 μ H以上で高い入力電圧が得られており、特に2.1 μ H以上、更に好ましくは2.9 μ H以上でより高い入力電圧が得られていることがわかる。本実験に使用した伝送線路型トランスの同調周波数は930kHzであり、その同調周波数より低い周波数において高い昇圧比が得られていることから、本実験結果は、本発明におけるインバータ回路のLC回路が所定の作用をすることを示している。

【0061】

【発明の効果】以上、詳細に説明したように、本発明のインバータ回路は、分布定数回路を備えてなる伝送線路型トランスと、該伝送線路型トランスの入力側に設けられたLC回路とを具備することにより、伝送線路型トランスの入力電圧を向上させることができる。更に、本発明のインバータ回路においては、伝送線路型トランスの分布定数回路が、該分布定数回路の同調周波数と略等し

い周波数または前記同調周波数より低い周波数で動作させた際に、前記伝送線路型トランスの入力インピーダンスを、前記分布定数回路の同調周波数における入力インピーダンス値以上にするものであると共に、前記 LC 回路が、前記伝送線路型トランスの入力電圧を昇圧するものであり、入力インピーダンスを高くすることにより伝送線路型トランスの入力電流が小さくなってトランス自体の発熱が抑えられ、インバータ回路の電力損失を小さくすることができる。また、トランスの入力インピーダンスが高くなる一方でトランス自体の電圧ゲイン（昇圧比）が低下するが、伝送線路型トランスの入力電圧を LC 回路により昇圧するので、電圧ゲインの低下が補償されて、インバータ回路の出力電圧の低下を防いで電力の変換効率を高くすることができる。

【0062】また、本発明のインバータ回路の伝送線路型トランスは、前記伝送線路と誘電性と磁性を有するコアとを具備してなるものであり、伝送線路とコアとにより分布定数回路を構成して、このトランスの伝送線路長はコアの誘電率と透磁率が高いと短縮されるので、コアの形状が小さくなり、トランス自体が小型化されてインバータ回路の小型化を図ることができる。

【0063】更に、本発明のインバータ回路の伝送線路型トランスのコアが Mn-Zn フェライト、Ni-Zn フェライト、Ni-Cu フェライトの群から選ばれた 1 種又は 2 種以上からなるものであるので、コアの形状が小さくなって、インバータ回路を小型化することができる。

【0064】また前記コアは、Fe、Co、Ni の群から選ばれた 1 種又は 2 種以上の元素 T と、Hf、Zr、W、Ti、V、Nb、Mo、Cr、Mg、Mn、Al、Si、Ca、Sr、Ba、Cu、Ga、Ge、As、Se、Zn、Cd、In、Sn、Sb、Te、Pb、Bi、希土類元素の群から選ばれた 1 種又は 2 種以上の元素 M と、O、C、N、B の群から選ばれた 1 種又は 2 種以上の元素 D を含む軟磁性合金粉末と、合成樹脂からなるものであるので、コアの透磁率及び誘電率を大きくでき、波長短縮効果が十分となって伝送線路長が短縮されてコアの形状が小さくなり、トランス自体が小型化されてインバータ回路の小型化を図ることができる。

【0065】更に、コアの 100 kHz における実効透磁率 μ が 10~20000 であり、実効誘電率 ϵ が 10~5000 であるので、波長短縮効果が十分となって伝送線路長が短縮されてコアの形状が小さくなり、トランス自体が小型化されてインバータ回路の小型化を図るこ

とができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】 本発明の第 1 の実施形態であるインバータ回路を示す回路図である。

【図 2】 図 1 のインバータ回路に備えられた伝送線路型トランスを示す斜視図である。

【図 3】 図 1 のインバータ回路に備えられた伝送線路型トランスを示す断面図である。

【図 4】 伝送線路型トランスの入力インピーダンスと電圧ゲインの周波数特性を示す図である。

【図 5】 図 1 のインバータ回路の動作を説明するための回路図である。

【図 6】 図 1 のインバータ回路の動作を説明するための回路図である。

【図 7】 伝送線路型トランスに備えられた分布定数回路を説明するための図である。

【図 8】 伝送線路型トランスの昇圧作用を説明するための図である。

【図 9】 本発明の第 2 の実施形態であるインバータ回路に備えられた伝送線路型トランスを示す断面図である。

【図 10】 本発明の第 3 の実施形態であるインバータ回路に備えられた伝送線路型トランスを示す斜視図である。

【図 11】 図 10 のインバータ回路に備えられた伝送線路型トランスを示す断面図である。

【図 12】 伝送線路型トランスの入力インピーダンスとフェーズの周波数特性を示す図である。

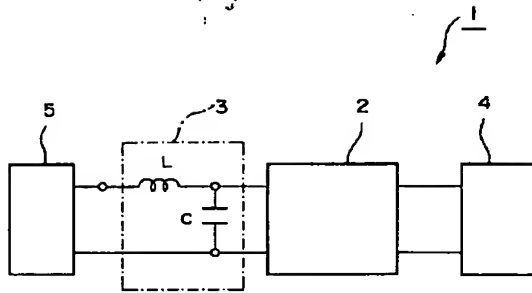
【図 13】 伝送線路型トランスの電圧ゲインとフェーズの周波数特性を示す図である。

【図 14】 インバータ回路における伝送線路型トランスの入力電圧の周波数特性を示す図である。

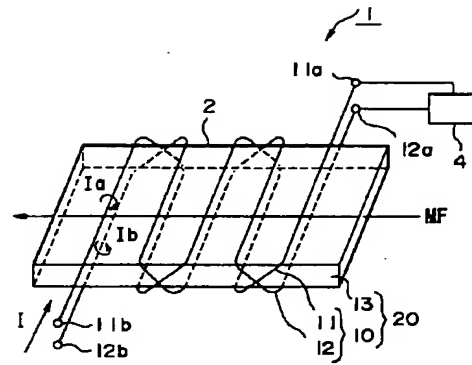
【符号の説明】

- 1、21、30 インバータ回路
- 2、22、31 伝送線路型トランス
- 20、23、32 電圧変換部（分布定数回路）
- 3 LC 回路
- 4 負荷
- 5 交流電源
- 10、41、51 伝送線路
- 14、44、54 コア
- Z_i 入力インピーダンス
- Z_s 固有インピーダンス

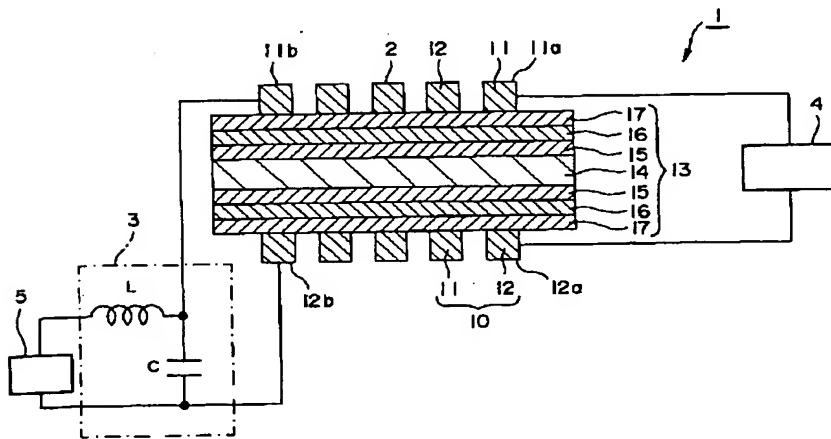
【図1】



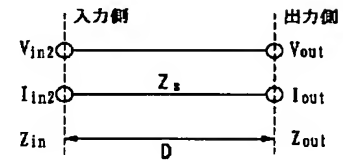
【図2】



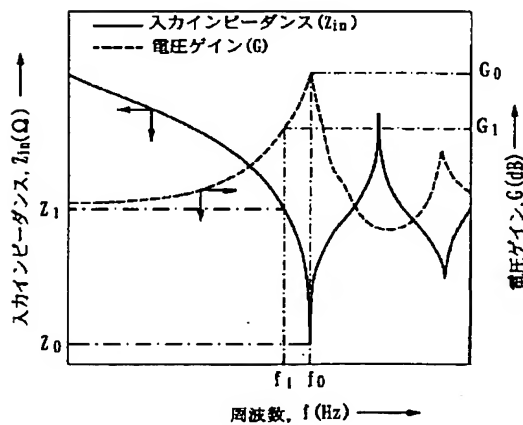
【図3】



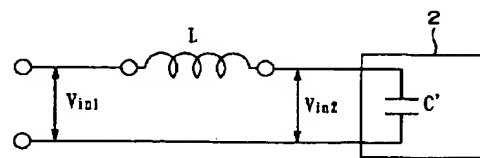
【図7】



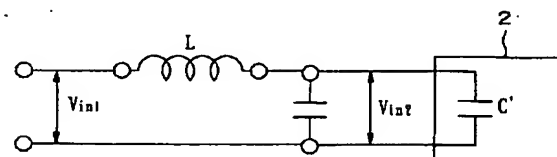
【図4】



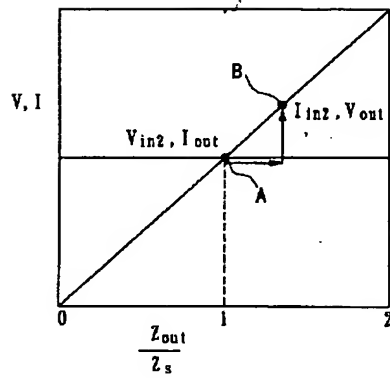
【図5】



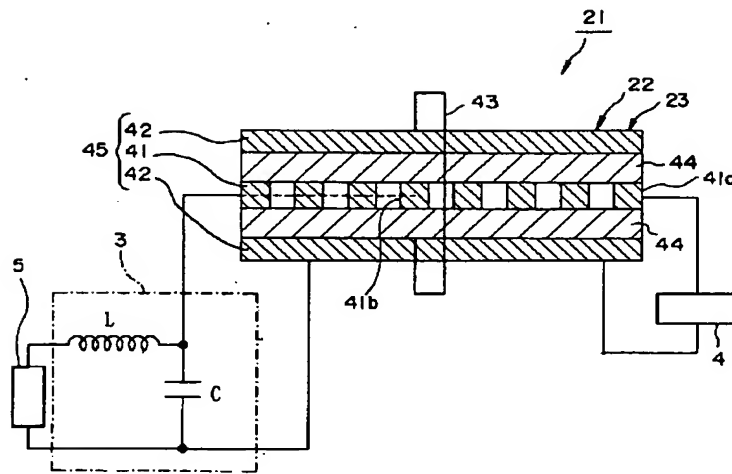
【図6】



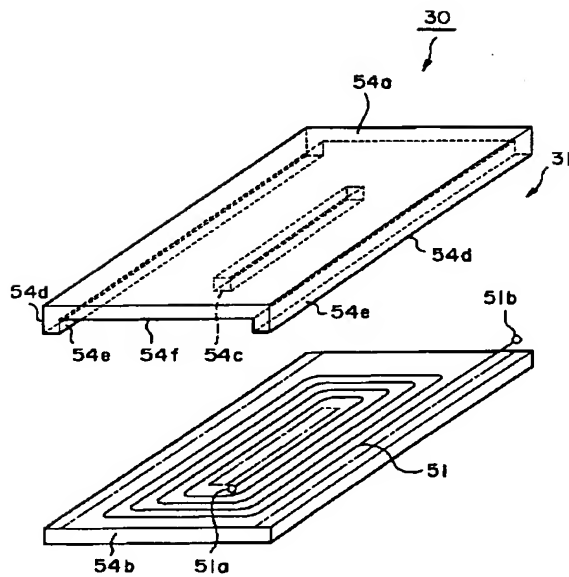
【図8】



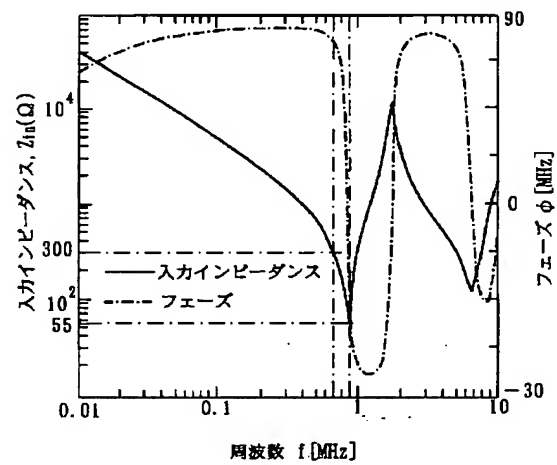
【図9】



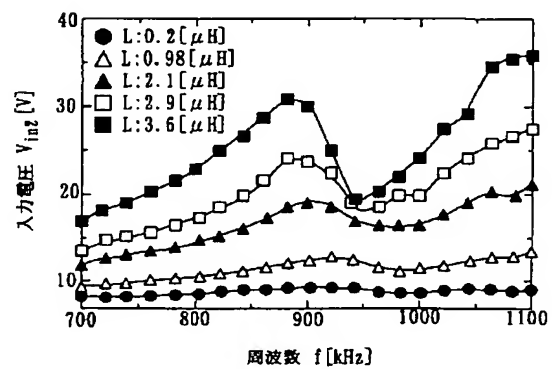
【図10】



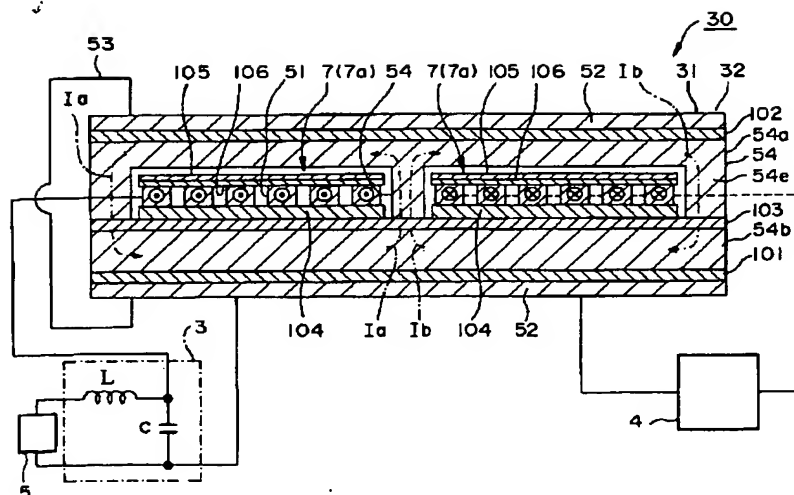
【図12】



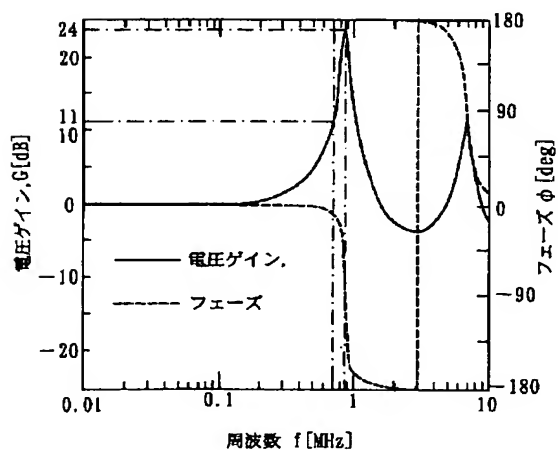
【図14】



【図11】



【図13】



フロントページの続き

(51)Int.Cl.

識別記号

F I
H 0 1 F 31/00

テーマコード (参考)

C
Z(72)発明者 高橋 利男
東京都大田区雪谷大塚町1番7号 アルプ
ス電気株式会社内Fターム(参考) 5E041 AA11 AA14 AA17 AA19 AB01
AB02 AB14 AB19 BB03 CA01
NN14 NN15
5H750 BA01 BA05 CC11 CC14 CC16
DD25 JJ03